Martin Gygi

Universelle Infrarot-Fernsteuerung

1. Teil

Fernsteuerungen in der Unterhaltungselektronik waren, da als teuere Einrichtung und Spielerei aufgefaßt, ursprünglich der Steuerung von luxuriösen Fernsehapparaten vorbehalten. Durch Verfeinerung der Technik, wie impulscodiertes Infrarotlicht, das eine beträchtlich erhöhte Störsicherheit gebracht hat, und die günstiger erhältliche Hardware haben aber inzwischen dazu beigetragen, daß insbesondere Infrarotfernsteuerungen eine immer größere Verbreitung finden.

Es sind heute schon Anwendungen von Infrarot-Fernsteuerungen realisiert, wie Steuerung von Fernsehgeräten, Hi-Fi-Geräten und Modelleisenbahnen, und weitere sind denkbar, wie Fernsteuerungen von Haushaltgeräten und der Beleuchtung.

Beschreibung der Bausteine

Der Sender

Der Sender ist auf einer doppelseitig kaschierten und durchkontaktierten Platine mit 30 Drucktasten aufgebaut und enthält die notwendige Elektronik zum Aussenden des Infrarotsignals. Das Gerät basiert auf dem IC SAB 3210.

Das Sender-IC besitzt eine Eingabematrix aus 4 Spalten und 8 Zeilen. Um einen Befehl einzugeben, muß ein Spalteneingang mit einem Zeileneingang verbunden werden. Damit wird der Sender eingeschaltet und ein entsprechender Befehl gesendet. Ohne weitere Maßnahme ist es möglich, 32 Befehle mit einfachen Schaltkontakten einzugeben. Der Befehlsvorrat läßt sich mit zusätzlichen Dioden auf 60 erweitern. Dazu werden je 2 Dioden für 4 weitere Befehle benötigt. Gegen ungewollte Doppelbedienung (Druck auf 2 Tasten gleichzeitig) besitzt das IC SAB 3210 eine Spalten-Verriegelung, z. B. wird 1a + 1c als Fehlbedienung erkannt: es wird kein falscher Befehl, sondern der Schlußbefehl gesendet. Gegen eine Mehrfachbedienung innerhalb einer Spalte (z. B. 8a + 5a = 85a) ist der Baustein nicht verriegelt, denn dieser Umstand wird dazu ausgenützt, die Eingabemöglichkeit von 4 × 8 Befehlen auf 4 × (8 + 7) Befehle zu erweitern.

Nach dem Loslassen einer Taste wird der gewählte Befehl maximal noch einmal ausgesendet, abhängig vom genauen Zeitpunkt des Loslassens. Nach dem letzten Aussenden des gewünschten Befehls wird noch ein Schlußbefehl gesendet, der dem Empfänger signalisiert, daß die Taste losgelassen wurde.

Jeder Verbindung Zeile–Spalte ist im Infrarotsystem ein Binärcode in Form von 6 bits A...F zugeordnet. Diesen Binärcode setzt das IC in einen sogenannten Biphasecode um, welcher dann einem 35-kHz-Signal (Oszillatorfrequenz: 2) überlagert und am Ausgang IRA ausgegeben wird.

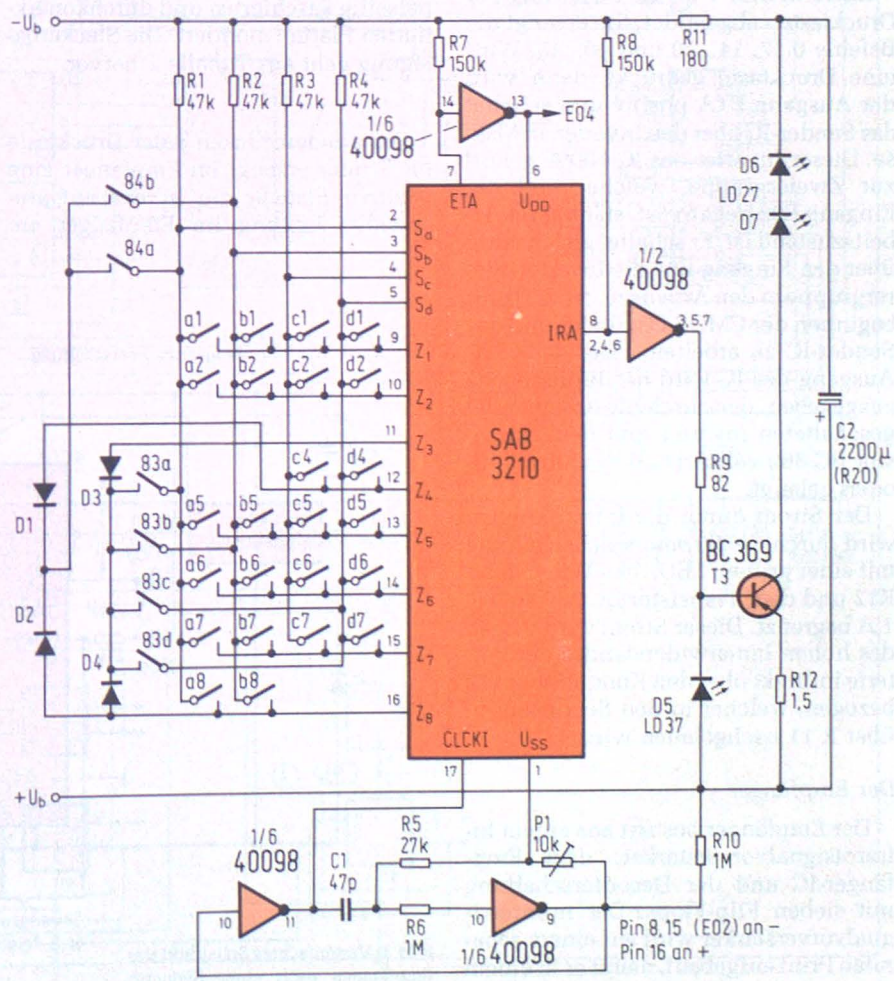


Bild 1. Der Sender überbrückt Entfernungen bis 20 m

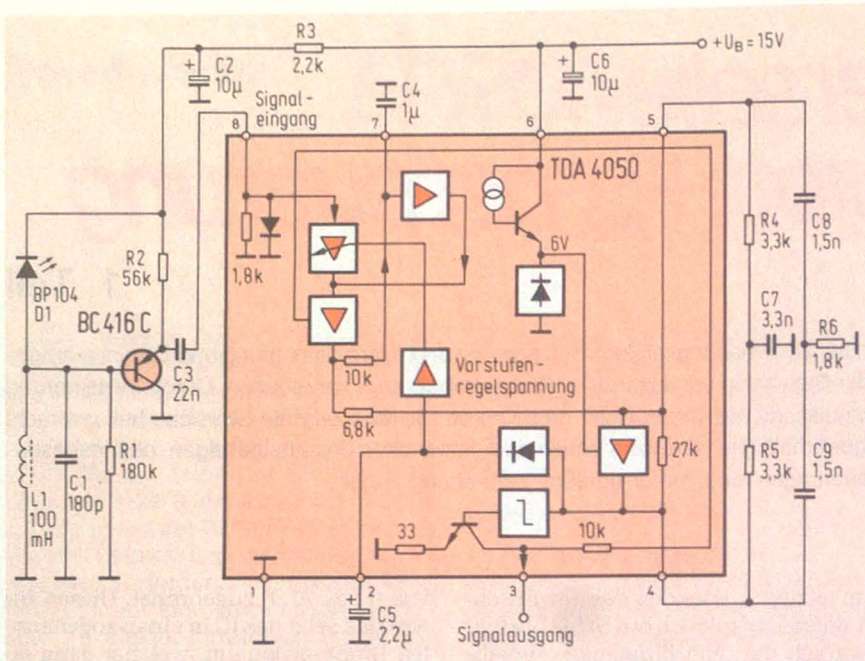


Bild 2. Das IC TDA 4050 arbeitet als geregelter Vorverstärker

Die Schaltung

Links in *Bild 1* ist die Schaltung der Drucktasten abgebildet. Sie erzeugt die Befehle 0...7, 14...29 und 40...45. Wird eine Drucktaste gedrückt, dann wird der Ausgang ETA positiv und schaltet das Sender-IC über den Inverter an Masse. Dieser Inverter des IC 40098 gehört zur Zweiergruppe, welche, weil der Eingang $\overline{E02}$ negativ ist, ständig im Arbeitszustand ist. Er schaltet gleichzeitig über den Eingang $\overline{E04}$ die Inverter-Vierergruppe in den Arbeitszustand. Damit beginnen der CMOS-Oszillator und das Sender-IC zu arbeiten. Über den IRA-Ausgang des IC wird der Biphasecode ausgegeben, der durch die drei parallel geschalteten Inverter und den Transistor BC 369 verstärkt an die Infrarotdioden gelangt.

Der Strom durch die Infrarotdioden wird durch die Stromquellenschaltung mit einer grünen LED, dem Widerstand R12 und dem Transistor BC 369 auf ca. 1 A begrenzt. Dieser Strom wird wegen des hohen Innenwiderstandes der Batterie indirekt über den Kondensator C 2 bezogen, welcher in den Sendepausen über R 11 nachgeladen wird.

Der Empfänger

Der Empfänger besteht aus einem Infrarotsignalvorverstärker, dem Empfänger-IC und der Decodierschaltung mit sieben Flip-Flops. Der Infrarotsignalvorverstärker wird auf einem separaten Print aufgebaut, damit er in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht werden kann, das Empfänger-IC ist mit der Decodierschaltung auf einer doppelseitig kaschierten und durchkontaktierten Platine montiert. Die Steckerbelegung geht aus *Tabelle 1* hervor.

Das Niederdrücken jeder Drucktaste im Sender erzeugt im Empfänger eine positive Flanke, die in der entsprechenden Leitung im Empfänger am Stecker abgenommen werden kann. Zusätzlich werden sieben dieser Tastsignale den Takteingängen von sieben Flip-Flops zugeführt, deren Ausgänge Q und Q ebenfalls dem Stecker zugeführt werden. Schließlich besteht noch die Möglichkeit, drei Analogsignale dem Stecker zu entnehmen. Die Pulsbreite dieser Signale kann mit sechs Tasten verändert werden.

Anwendungen des Empfängers

Obwohl das IC-Paar SAB 3209 und SAB 3210 für die Steuerung von Fernsehgeräten entwickelt wurde, ist die beschriebene Schaltung so ausgelegt, daß mit ihr beliebige Geräte gesteuert werden können. Es ist jedoch zu beachten, daß in der obersten Drucktastenreihe von links die dritte Drucktaste dem Quickton und die vierte dem Standby zugeordnet ist. In der ersten Drucktastenreihe können die ersten zwei und in der fünften Reihe die ersten fünf Tasten ein Flip-Flop steuern. Die ersten drei

Tabelle 1. Steckerbelegung

Obere Reihe (B-Reihe):
A 40/41, 7, A 44/45, 1, 2, 0, 4Q, 3Q, 15, 45, 14, 20Q, minus, 22, 21, plus, 25Q, 5, 5Q, 24, 24Q, 24Q, 26, 29
Untere Reihe (A-Reihe):
6, 4Q, 4, 3Q, 3, 44, 42, 40, 43, 41, A 42/43, 20Q, 20, 21Q, 21Q, 18, 16, 23, 19, 17, 25, 25Q, 5Q, 27, 28

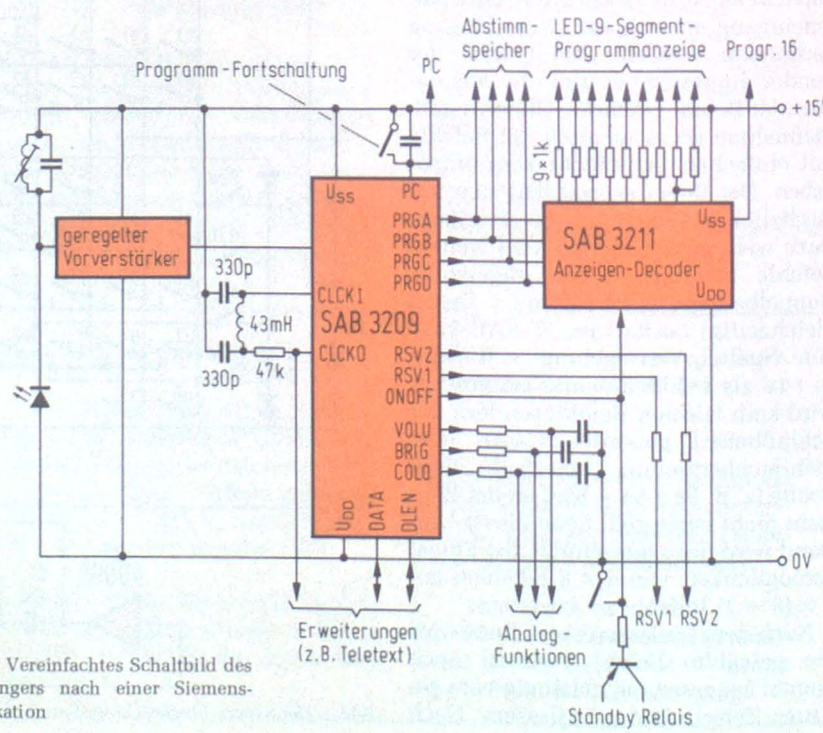


Bild 3. Vereinfachtes Schaltbild des Empfängers nach einer Siemens-Applikation

Tasten in der zweiten Drucktastenreihe erhöhen das Pulsbreitenverhältnis dreier Analogausgänge und die ersten drei Tasten in der dritten Reihe erniedrigen das Pulsbreitenverhältnis der entsprechenden Ausgänge.

Ein Anwendungsvorschlag ist der Einsatz der Fernsteuerung in einer Hi-Fi-Anlage. Die ersten beiden Tasten der obersten Reihe werden zur Ansteuerung eines Dimmers und zum Ein- und Ausschalten einer Endstufe verwendet, wobei die restlichen Tasten der Reihe zur Anwahl von vier Tonquellen zur Verfügung stehen.

Die zweite und dritte Drucktastenreihe kann die Veränderung von sechs Analogsignalen bewirken, indem die ersten drei direkt im Empfänger und die anderen drei mittels der verbleibenden sechs Tasten extern z. B. durch ein IC MM 5878 erzeugt werden.

Die Tasten der vierten Reihe rufen voreingestellte UKW-Sender ab.

Die letzte Tastenreihe wird zum Fernsteuern einer Schaltuhr eingesetzt.

Ein anderer Verwendungsvorschlag ist der Einsatz der Fernsteuerung in einer Modelleisenbahnanlage. Tasten, die ein Flip-Flop steuern können, schalten Lampen und die Tasten der Analogausgänge regeln die Geschwindigkeit der Züge. Die übrigen Tasten stellen Weichen und Signale.

Die Schaltung

Das ankommende Infrarotsignal wird von der Infrarotdiode D 1 empfangen (*Bild 2*). Als Arbeitswiderstand dient ein gedämpfter Schwingkreis, gebildet aus L1, C1 und R1. Hier wird das Empfangssignal selektiert und Gleichlicht unterdrückt. Der rauscharme Transistor BC 416 C dient als Impedanzwandler, um die hochohmige Empfangsschaltung an den niederohmigen Eingang des nachgeschalteten ICs anzupassen. In dem IC TDA 4050 wird das Eingangssignal im geregelten Verstärker angehoben und das Nutzsignal im Doppel-T-Glied zwischen den Anschlüssen 4 und 5 nochmals selektiert, um im nachgeschalteten Schmittrigger aufbereitet, an PIN 3 ausgegeben zu werden.

Der vom Vorverstärker aufbereitete Biphasecode wird dem IC SAB 3209 am Anschluß RSIG zugeführt und hier

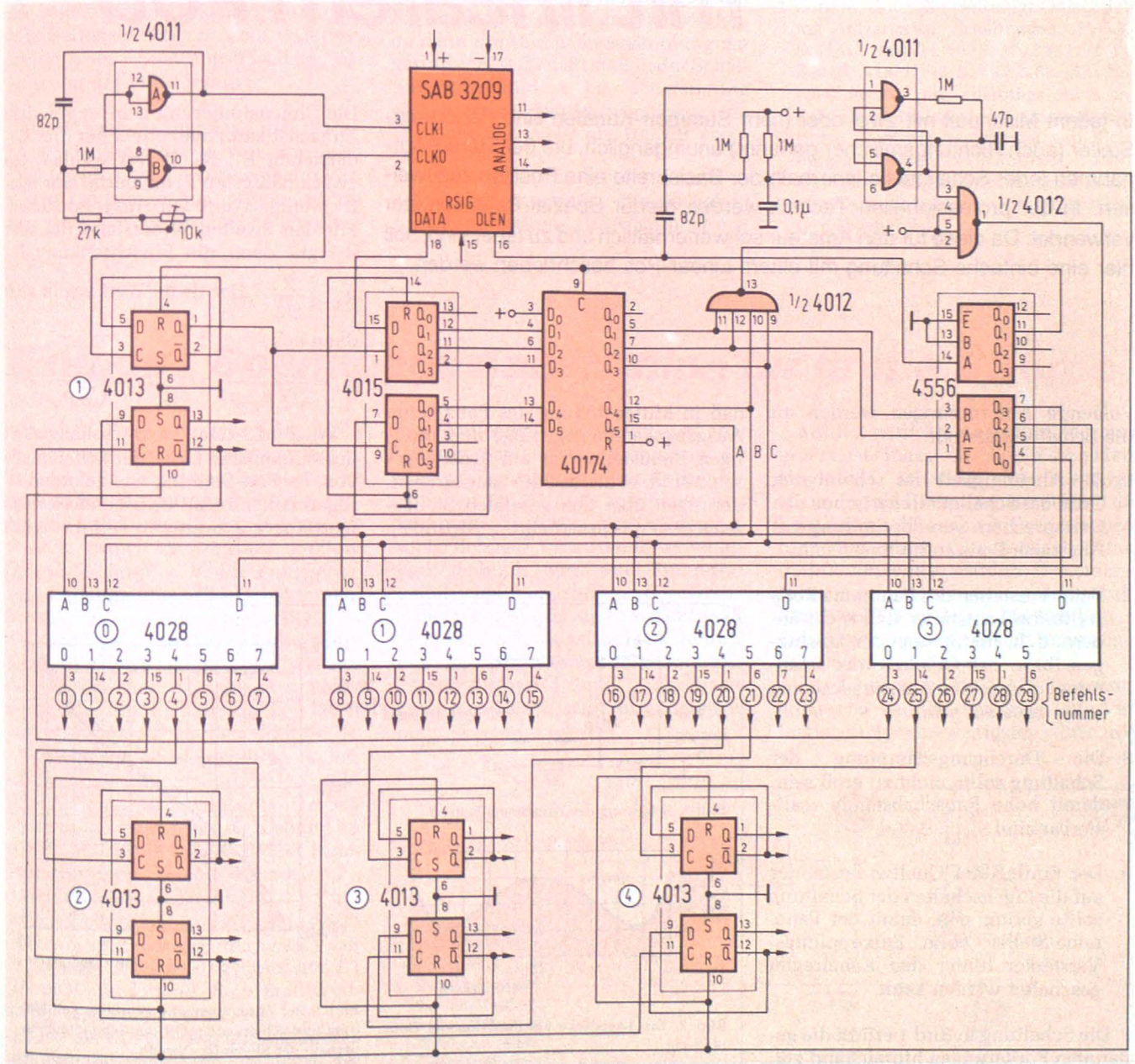


Bild 4. Der Infrarotempfänger mit dem Decoder

wieder in den Binärcode umgewandelt, welcher über den Ausgang DATA seriell ausgegeben wird. Die Signale CLKO und DLEN dienen der Steuerung des Schiebevorganges (*Bild 3*). CLKO wird im Flip-Flop 4013 durch 2 geteilt (*Bild 4*) und dient als Schiebetakt (STAKT) für das Serie-Parallelregister 4015, in welches das DATA-Signal eingeschoben wird. Damit die Flanke aus dem 4013 immer am richtigen Ort taktet, wird das Flip-Flop jeweils in den Sendepausen (gesendet wird alle 128 ms für 7 ms) durch das im 4556 invertierte DLEN-Signal rückgesetzt. Im Moment, wo DLEN negativ wird, kommt der Binärcode in das Register 40174, an dessen Ausgängen decodiert wird. Die Bits niederer Ordnung (2^0, 2^1, 2^2) werden direkt den Decodern 4028 zugeführt; die Bits höherer Ordnung (2^3, 2^4) dem Decoder 4556, dessen Ausgänge jeweils den Decoder 4028 anwählen, der gültige Daten führt.

(Schluß folgt)

Detlef Hennings

Panorama-Regler mit linearem Poti

In jedem Mischpult mit zwei oder mehr Summen-Kanälen sind Panorama-Steller (auch Richtungsmischer genannt) unumgänglich, um bei Stereo-Aufnahmen jeder Schallquelle innerhalb der Basisbreite eine Position zuzuweisen. In der professionellen Technik werden hierfür Spezial-Potentiometer verwendet. Da diese für den Amateur schwer erhältlich und zu teuer sind, soll hier eine einfache Schaltung mit einem Linear-Poti beschrieben werden.

Folgende Anforderungen werden an die Schaltung gestellt:

1. Die Abhängigkeit des scheinbaren Ortes der Schallquelle zwischen den Lautsprechern von der Stellung des Panorama-Potis sollte linear sein.
2. Beim Verstellen des Panorama-Potis sollte die Lautstärke sich nicht ändern, d. h. die Summe der Leistungen (bzw. der Quadrate der Spannungen) in beiden Ausgangskanälen sollte konstant sein.
3. Die Durchgangsdämpfung der Schaltung sollte nicht zu groß sein, damit hohe Rauschabstände realisierbar sind.
4. Der Einfluß des Quellwiderstandes auf die Eigenschaften der Schaltung sollte gering sein, damit der Panorama-Steller ohne Entkopplungs-Verstärker hinter den Kanalregler geschaltet werden kann.

Die Schaltung in *Bild 1* erfüllt die genannten Forderungen hinreichend gut. Legt man die Widerstandswerte so aus, daß in Mittenstellung des Potis beide Ausgangskanäle gegenüber den jeweiligen Randstellungen um 3 dB abgesenkt sind, so bleiben die Lautstärkeänderungen über den gesamten Stellbereich des Potis innerhalb 0,2 dB (*Bild 2*).

Die Dimensionierung geht so vor sich: Zunächst kann man einen der drei Widerstände R_1, R_2, P frei wählen, am zweckmäßigsten P, da hierfür nur relativ wenige Werte zur Auswahl stehen. Für den zweiten Widerstand (R_1 oder R_2) gilt dann die Einschränkung R_1, $R_2 > \frac{P}{\sqrt{2}}$. Der dritte Wert ergibt sich dann aus

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot P}{\sqrt{2}\, R_2 - P}, \text{ bzw. } R_2 = \frac{R_1 \cdot P}{\sqrt{2}\, R_1 - P}.$$

Wie *Bild 3* zeigt, ist die Abhängigkeit des scheinbaren Ortes der Schallquelle von der Poti-Stellung wie gefordert einigermaßen linear, insbesondere wenn man Kurve 2 zugrunde legt. Lediglich

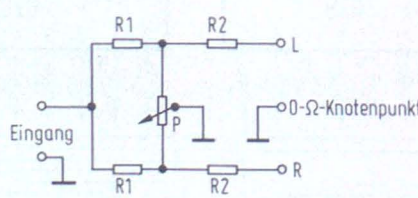


Bild 1. Schaltung des Panaorama-Reglers

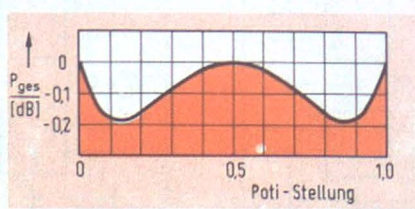


Bild 2. Die Lautstärke als Funktion der Poti-Stellung

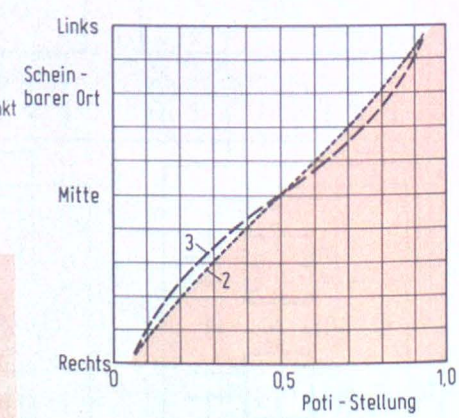


Bild 3. Der Zusammenhang zwischen Poti-Stellung und scheinbarem Ort der Schallquelle innerhalb der Stereo-Basisbreite

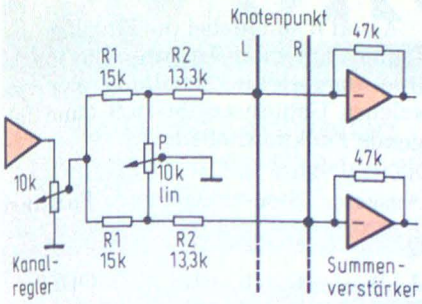


Bild 4. Ein Anwendungsbeispiel: Zusammenschalten des Reglers mit den Komponenten eines Stereo-Mischpults

die äußersten Randbereiche des Potis, $x<0.05$ und $x>0.95$, werden kaum genutzt. Man erhält Bild 3 durch Verknüpfung der Abhängigkeit des scheinbaren Ortes vom Pegelverhältnis der beiden Ausgangskanäle (Summenlokalisationseffekt) mit dem Pegelverhältnis des Richtungsmischers als Funktion der Poti-Stellung.

Der Eingangswiderstand der Panorama-Schaltung hängt von der Poti-Stellung ab. Deshalb können beim Verstellen Lautstärke-Änderungen auftreten, wenn der vorgeschaltete Quellwiderstand nicht vernachlässigbar klein ist, wie z. B. in *Bild 4*. Dieser Einfluß des Quellwiderstandes ist umso größer, je kleiner R_1 ist. In der *Tabelle* sind die maximalen Lautstärkeänderungen für den kleinstmöglichen Wert $R_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}\,P$ sowie für den Fall $R_1 = R_2 = \sqrt{2}\,P$ bei drei verschiedenen Verhältnissen des Quellwiderstandes R_q zum Wert des Potis P angegeben. So beträgt dieser Einfluß im Beispiel von Bild 4 weniger als 0,15 dB.

Zur Erzielung eines hohen Rauschabstandes sollte man die Schaltung so niederohmig auslegen, wie die verwendeten Verstärker es zulassen. Außerdem ist es im allgemeinen günstig, R_1 und R_2 etwa gleich groß zu wählen, da dann die Durchgangsdämpfung am geringsten ist. So läßt sich in der Schaltung aus Bild 4 bei Verwendung rauscharmer Operationsverstärker eine Dynamik von mehr als 100 dB erreichen.

Mit den genannten Eigenschaften sollte die Schaltung alle Ansprüche von Amateur und ‚Semi-Profi' erfüllen können.

Tabelle: Durch den Quellwiderstand verursachte Lautstärke-Änderung

$\frac{R_q}{P}$	max. Lautstärkeänderung $R_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}P$	$R_1 = R_2 = \sqrt{2}\,P$
1.0	1.05 dB	0.34 dB
0.5	0.78 dB	0.24 dB
0.25	0.51 dB	0.14 dB

Literatur

[1] *Webers, Johannes:* Tonstudiotechnik. München, 1974; S. 146 ff.

[2] *Corinth, Götz:* Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen. FUNKSCHAU 1974, H. 10, S. 379...382, H. 11, S. 416...418, H. 12, S. 467...468. (Ein Anwendungsbeispiel, allerdings etwas anders dimensioniert als hier angegeben.)

[3] *Horst, Manfred:* Berechnung von Richtungseinstellern. FUNKSCHAU 1970, H. 14, S. 461 ff. (Hier wird die Berechnung von Richtungsmischern mit Stufenschaltern abgehandelt.)

Einfache Spannungsstabilisation für große Ströme

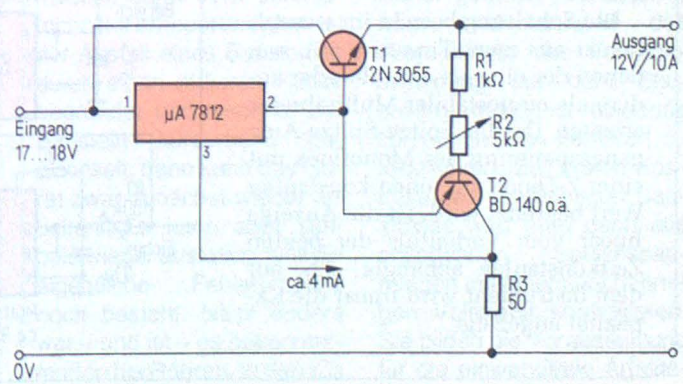
In der Werkstatt und beim Hobby-Elektroniker sind Spannungsregler, z. B. µA 78..., vertraute Bauelemente. Sie sind für Dauerströme bis 1 A ausgelegt und außerordentlich preiswert. Oft werden jedoch wesentlich größere Ströme benötigt, z. B. für Funkgeräte und umfangreiche TTL-Schaltungen. Inzwischen sind zwar Regler bis 10 A auf dem Markt, leider jedoch relativ teuer. Hier wird beschrieben, wie mit relativ einfachen Mitteln eine Spannungsregelung für Ströme von 10 A oder mehr erstellt werden kann (*Bild*).

Am Eingang eines Spannungsreglers µA 7812 liegt eine Spannung 17...18 V. Dabei ist bei den gewünschten großen Strömen auf ausreichende Siebung zu achten, am besten mittels großer Ladekondensatoren (30 000 – 60 000 µF). Anschluß 3 ist auf das Potential 1 V angehoben, somit steht am Ausgang der IS (Pin 2) die Konstantspannung 13 V zur Verfügung. Der Leistungstransistor T1 (2N 3055) ist leitend. Sein Emitterpotential liegt somit bei 12,3 V.

Sinkt die Ausgangsspannung infolge der äußeren Belastung, so wird der PNP-Transistor T2 weiter ausgesteuert; sein Kollektorstrom steigt und der Spannungsabfall am Widerstand R3 wird größer. Dadurch wird das Potential an Pin 3 der IS angehoben und damit seine Spannung an Pin 2 um denselben Betrag. T1 wird damit weiter leitend; dadurch wird sein Emitterpotential wieder angehoben. Der „Witz" an der Schaltung ist, daß die nichtlinearen und spannungsinversen Kennlinien der beiden komplementären Siliziumtransistoren T1 und T2 zur Erzeugung der konstanten Ausgangsspannung verwendet werden.

Mit R 2 wird die Ausgangsspannung unter Last eingestellt. Wird R 2 zu klein eingestellt, so steigt die Ausgangsspannung bei Belastung; somit kann die Schaltung z. B. auch als Drehzahlregelung bei einer Gleichstrombohrmaschine verwendet werden. Besonderes Augenmerk ist auf ausreichende Kühlung von T1 zu legen, da bei Vollast Leistungen bis zu 60 W und mehr abgeführt werden müssen.

Für T2 kann jeder PNP-Si-Transistor eingesetzt werden, sofern er eine Verlustleistung von wenigstens 500 mW



Dimensionierungsbeispiel für ein Netzgerät mit 12 V Ausgangsspannung und 10 A Belastbarkeit. Auf ausreichende Kühlung ist selbstverständlich zu achten

verträgt. Zweckmäßigerweise montiert man T1, T2 und die IS auf denselben Kühlkörper. Selbstverständlich läßt sich diese Schaltung auch für andere Konstantspannungen verwenden. Für 5 V bei 10 A Ausgang ist die IS 7805 einzusetzen und an den Eingang 10–12 V zu legen. Damit einwandfreie Regelung möglich ist, sollte das Eingangspotential mindestens 5 V über dem Ausgangspotential liegen.

G. Haynold

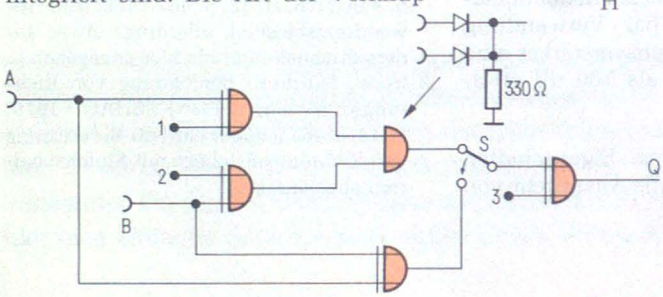
Logiksimulator

Die hier beschriebene Schaltung dient zur Realisation aller denkbaren logischen Verknüpfungen zweier Ein-Bit-Variablen. Sie eignet sich daher besonders für Übungs-, Lehr- und Experimentierzwecke in Zusammenhang mit der schaltungstechnischen Simulation boolescher Algebra.

Die Anordnung besteht aus vier Exklusiv-Oder-Gattern, die in ein IC 7486 integriert sind. Die Art der Verknüpfung wird durch den Logikpegel an den drei Steuereingängen (1, 2, 3) und durch den Umschalter S bestimmt.

Die Wahrheitstabelle eines Exklusiv-Oder-Gatters sieht folgendermaßen aus:

A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L



Mit nur einem TTL-IC 7486 lassen sich praktisch alle Verknüpfungen zweier Eingangsvariablen simulieren

A und B sind dabei die Eingänge des Gatters, Q ist der Ausgang. Für die im *Bild* dargestellte Schaltung aus vier solchen Gattern ergibt sich dann folgende Funktionstabelle:

Ausgang	Steuereingänge			Funktion
Q	1	2	3	
A+B	L	L	L	ODER
$\overline{A+B}$	L	L	H	NOR
$A+\overline{B}$	L	H	L	
$\overline{A+\overline{B}}$	L	H	H	
A+B	H	L	L	
$A\cdot\overline{B}$	H	L	H	
$\overline{A\cdot B}$	H	H	L	NAND
A·B	H	H	H	UND

Mit dem Umschalter S können mit Hilfe des vierten Gatters Inklusion und Exklusion dargestellt werden. Wenn der Steuereingang 3 auf H liegt, handelt es sich um eine Exklusion, wenn er auf L liegt, um eine Inklusions-Funktion.

Das in der Schaltung vorkommende ODER-Gatter wurde, um die Notwendigkeit eines zusätzlichen TTL-IC zu umgehen, mit zwei Silizium-Dioden (z. B. 1N4148) realisiert. Die Erzeugung der Steuersignale kann z. B. mit einem Stufenschalter erfolgen. *K. D. Lamann*

Schaltungskniff

Einfaches Kapazitätsmeßgerät

Mit der im *Bild* gezeigten Schaltung lassen sich Kondensatoren von einigen pF bis einigen µF mit brauchbarer Genauigkeit messen. Als Anzeige eignet sich jedes beliebige Instrument mit 100 µA Vollausschlag. Das kleine Gerät ersetzt damit praktisch eine Farbcode-Tabelle...

Die Schaltung besteht im wesentlichen aus zwei Timern (555), von denen der eine als astabiler, der andere als monostabiler Multivibrator arbeitet. Da die Spitze-Spitze-Ausgangsspannung des Monoflops mit einer Z-Diode auf einen konstanten Wert begrenzt wird, ist die Anzeige linear vom Verhältnis der beiden Zeitkonstanten abhängig, d.h. auf dem Instrument wird linear die Kapazität angezeigt.

Die Zeitkonstanten errechnen sich aus den Formeln

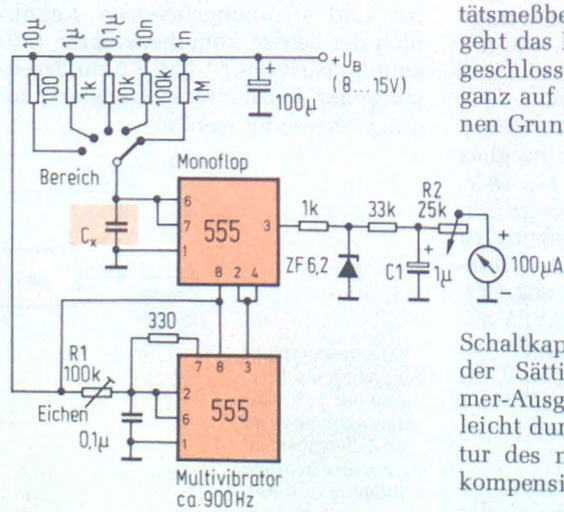
$T = R \cdot C \cdot 0{,}69$ (astabiler Multivibrator) und

$T = R \cdot C \cdot 1{,}1$ (Monoflop).

Die Anzeige ist selbstverständlich nur solange linear, wie die Zeitkonstante des astabilen Multivibrators kleiner als die des Monoflops ist.

Wenn auf den kleinsten Kapazitätsmeßbereich geschaltet wird, geht das Instrument auch ohne angeschlossenen Kondensator nicht ganz auf Null zurück. Dies hat seinen Grund in den unvermeidlichen Schaltkapazitäten, zum Teil auch an der Sättigungsspannung des Timer-Ausgangs. Der Effekt kann aber leicht durch entsprechende Korrektur des mechanischen Nullpunkts kompensiert werden.

Bernhard Wasinger



◀ Schaltung des einfachen Kapazitätsmessers. Der Platzbedarf kann noch verringert werden, wenn statt der beiden einzelnen Timer ICs der Doppel-Timer 556 verwendet wird

Dr. Peter Diekmann

Steuerung einer Modelleisenbahn über eine Ringleitung

Auch im Bereich der Kfz-Elektrik macht man sich bereits Gedanken darüber, wie man eine aufwendige Verkabelung durch Ringleitung für die Energie- und Informationsübertragung ersetzen kann. Was liegt näher, als diese Multiplex-Verkabelung auch in einer Modelleisenbahn zu verwirklichen; ein wenig Elektronik ersetzt unübersichtliche Leitungsführungen.

Die Planung und der Betrieb einer Modelleisenbahnanlage können unter ganz verschiedenen Gesichtspunkten erfolgen. Einmal kann das Gleisbild von Anfang an festliegen, wobei die ganze Anlage, oft in verschiedenen Aufbauschritten, auf einer festen Unterlage aufgebaut wird. Die Verkabelung der einzelnen Blockabschnitte und der Weichen, Signale usw. ist dabei fest. Ein wesentlicher Reiz einer solchen Anlage besteht in ihrem Aufbau, aber ernsthafte, meistens erwachsene Modellbahner haben auch an ihrem Betrieb und weiterem Ausbau jahrelang Freude. Für Kinder ist eine solche Anlage nur kurze Zeit von größerem Reiz, für sie ist, meiner Erfahrung nach, ein anderes Konzept geeigneter, bei dem bei jeder neuen Spielphase die ganze Anlage neu aufgebaut und vielfach auch das Gleisbild verändert wird. Damit eine solche Anlage auch auf größere Kinder und Erwachsene einen länger anhaltenden Reiz ausübt, sollte sie aber trotzdem einige Eigenschaften einer stationären Anlage haben, wie Mehrzugbetrieb, fernschaltbare Weichen, Schranken, Signale und Beleuchtung. Das erfordert aber eine umfangreiche und bei jedem Neuaufbau wechselnde Verkabelung, bei der man schnell den Spaß verliert und die auch häufig Anlaß für Störungen beim Betrieb ist. Daher soll das Konzept einer Anlage vorgestellt werden, das die Ausbau- und Betriebsmöglichkeiten einer stationären Anlage mit der Flexibilität einer „fliegenden" verbindet, ohne aber eine Verkabelung zu erfordern.

Die wesentlichen Eigenschaften sind:

- keine Verkabelung,
- Mehrzugbetrieb,
- Fernsteuerung von Weichen, Signalen, Schranken usw.,
- große Störsicherheit,
- konstante Betriebsspannung,
- Wendeschleifen möglich,

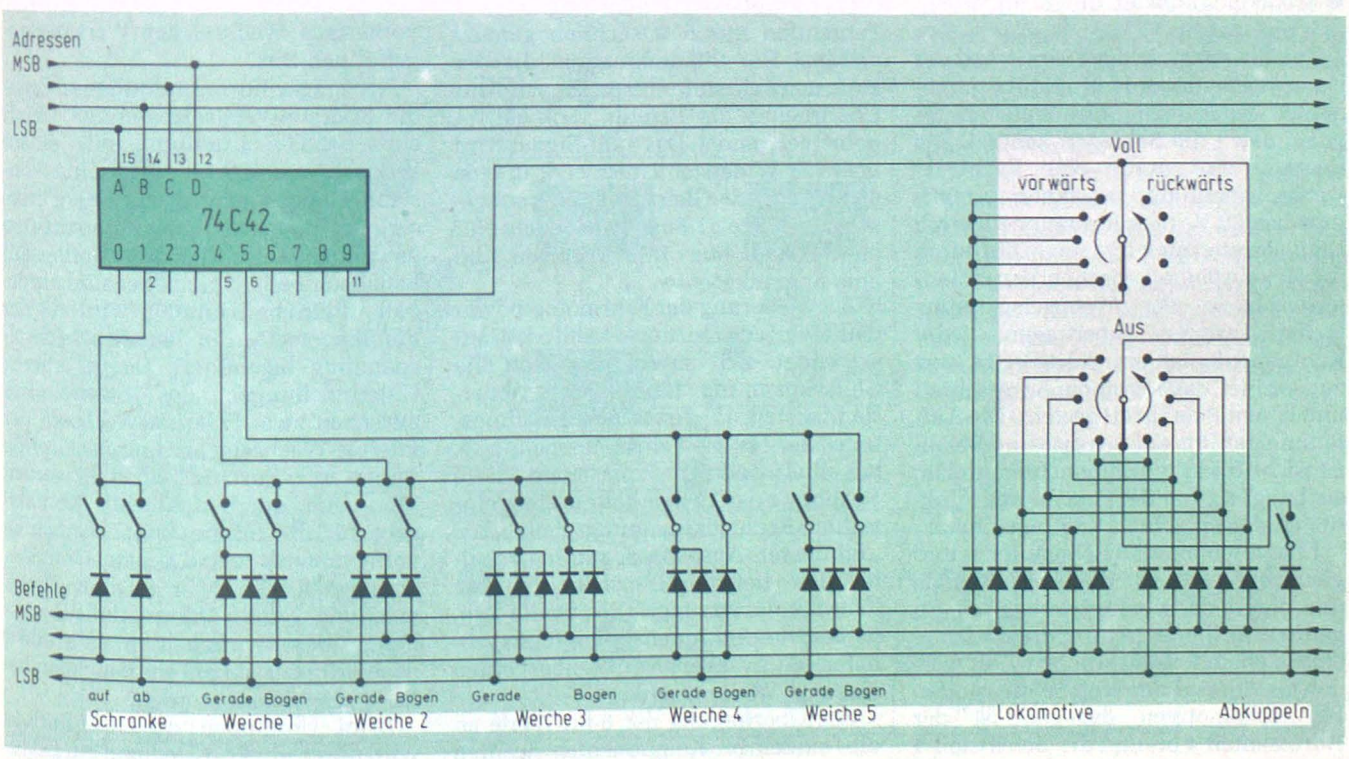


Bild 1. Befehlsgeber für eine Lokomotive, fünf Weichen und eine Schranke

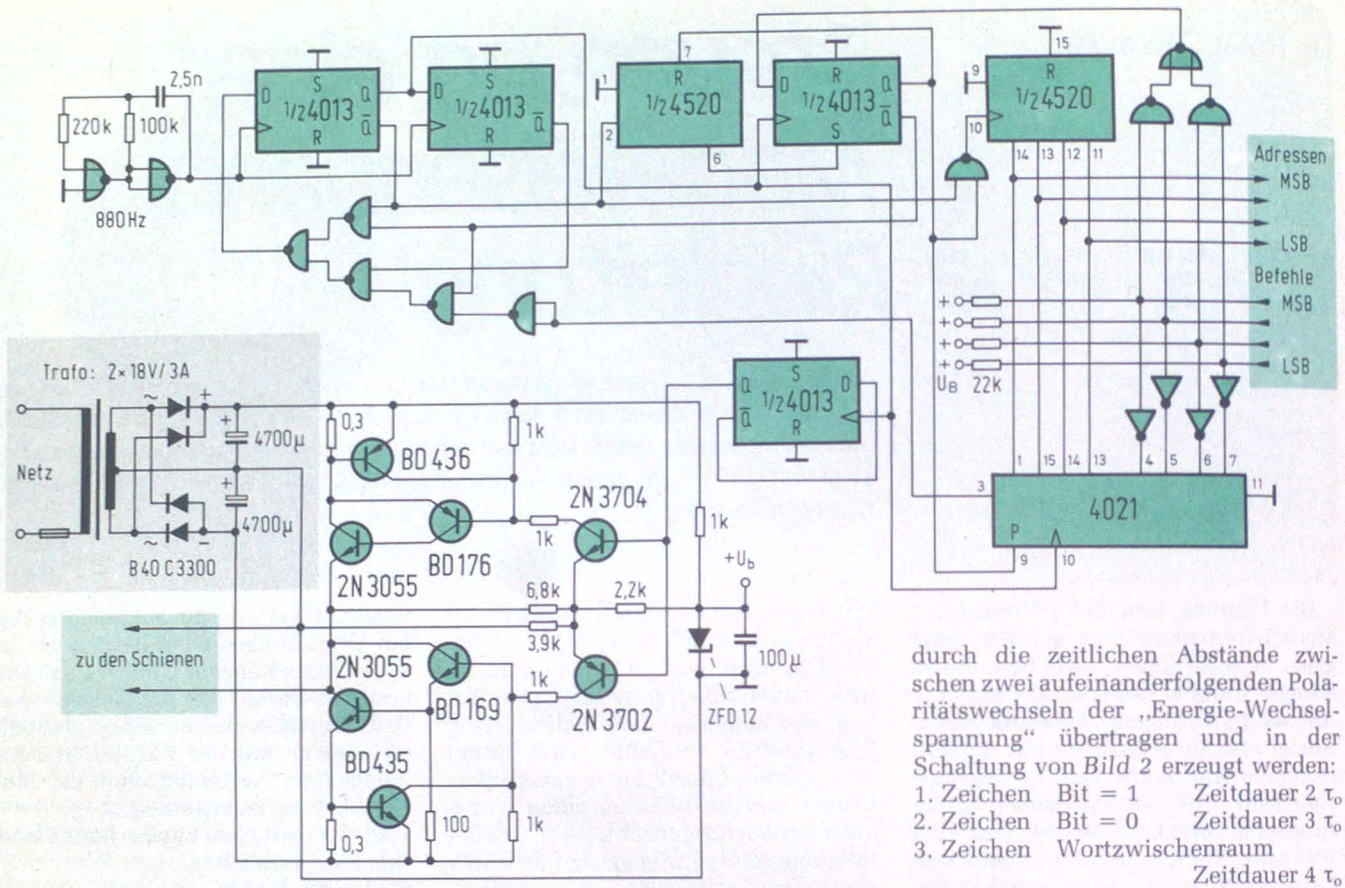


Bild 2. Netzteil und Zentralelektronik der „Multiplex-Verdrahtung"

- Erweiterungsmöglichkeiten für weitere Komponenten,
- Steuermöglichkeit durch einen Mikroprozessor.

Zur Übertragung der Energie und der Informationen werden für alle Komponenten der Anlage (Loks, Weichen, Signale usw.) die Schienen benutzt. Die Energie wird durch eine Rechteckwechselspannung konstanter Amplitude von 20 V, die Informationen durch Digitalworte von 8 bit Länge, die durch die Zeitabstände zwischen den Polaritätswechseln der Wechselspannung codiert werden, übertragen. Jeder Komponente ist ein 8-bit-Digitalwort zugeordnet, das aus einem Adressenteil und einem Befehlsteil besteht. Die Aufteilung der Bits auf Adresse und Befehl ist nicht für alle Komponenten gleich, sie hängt ab von der Anzahl der Funktionen der einzelnen Komponenten.

Es können bis zu 8 Lokomotiven und gleichzeitig (!) 64 Weichen, Signale und dergleichen betrieben werden. So genügt für die Steuerung der Weichen ein Befehlsbit, die restlichen 7 bit werden als Adresse der Weiche verwendet. Bei Lokomotiven dagegen ist der Adressenteil 4 bit und der Befehlsteil 4 bit lang. Der 4-bit-Befehl für Lokomotiven besteht aus 1 bit für die Fahrtrichtung und 3 bit für die Fahrgeschwindigkeit, wobei von den möglichen 7 Fahrstufen nur 5 tatsächlich genutzt werden. Die Bitkombination, die der kleinsten Fahrstufe entspricht, wird zur Übertragung des Befehls „Lok abkuppeln" verwendet. Das 3-bit-Signal wird über ein Widerstandsnetzwerk in eine entsprechende Gleichspannung umgesetzt. *Bild 1* zeigt einen Befehlsgeber für eine Lokomotive, fünf Weichen und eine Schranke.

Zur Steuerung der Fahrmotoren werden zwei verschiedene Methoden angewendet: Bei einer Lok steuert die Gleichspannung hinter dem Widerstandsnetzwerk direkt den Leistungstransistor für die Fahrmotorspannung, bei einer anderen Lok steuert diese Spannung das Tastverhältnis eines einfachen Rechteckspannungsgenerators, und dessen Ausgangsspannung schaltet den Leistungstransistor für die Fahrmotorspannung. Die zweite Methode erfordert einen geringfügig größeren Aufwand, bewirkt aber einen besseren Wirkungsgrad.

Zur Übertragung der 8-bit-Worte an die einzelnen Komponenten werden drei verschiedene Zeichen benutzt, die durch die zeitlichen Abstände zwischen zwei aufeinanderfolgenden Polaritätswechseln der „Energie-Wechselspannung" übertragen und in der Schaltung von *Bild 2* erzeugt werden:

1. Zeichen Bit = 1 Zeitdauer 2 τ_o
2. Zeichen Bit = 0 Zeitdauer 3 τ_o
3. Zeichen Wortzwischenraum Zeitdauer 4 τ_o

Hierbei ist τ_o die Periodendauer eines Taktgenerators. Es ist dabei völlig gleichgültig, in welcher Richtung sich die Polarität der Energie-Wechselspannung ändert.

Ein Wechsel der Polarität bedeutet einen Takt, der zeitliche Abstand zum vorherigen Wechsel den Wert des zugehörigen Bits.

Als Träger für die Information dient die Energie-Wechselspannung. Durch einfache Gleichrichtung mit einem Brückengleichrichter wird eine konstante Gleichspannung zur Energieversorgung der jeweiligen Komponenten gewonnen. Durch ein RS-Flipflop mit Schaltschwellen, die höher sind als die halbe Betriebsspannung, wird auf der Empfängerseite die Rechteckwechselspannung regeneriert. Da bei kurzen Unterbrechungen des Stromkreises zwischen zwei Polaritätswechseln der Energie-Wechselspannung das Flipflop seinen alten Zustand beibehält, werden Störungen durch schlechte Kontaktgabe für die Informationsübertragung völlig unterdrückt. Längere Unterbrechungen führen zwar zu einer Unterbrechung der Informationsübertragung, diese wirken sich aber nicht nachteilig aus, da die empfangenen Befehle gespeichert werden.

Beim Umkippen des RS-Flipflops wird durch ein RC-Glied und ein Exklusiv-Oder-Gatter ein Nadelimpuls ge-

wonnen. Dieser dient einmal als Takt für ein 8stufiges Schieberegister, und gleichzeitig lädt er über einen Transistor einen Kondensator auf die Betriebsspannung auf. Über einen Widerstand entlädt sich dieser Kondensator zwischen den einzelnen Taktimpulsen. Die Spannung dieses Kondensators liegt am D-Eingang des Schieberegisters. In Abhängigkeit von dem zeitlichen Abstand der Taktimpulse ist diese Spannung größer oder kleiner als die Schwellenspannung des D-Einganges, und es wird entsprechend eine „1" oder „0" in das Schieberegister geschoben. Ein weiteres RC-Glied bildet zusammen mit einem Gatter einen Detektor für das Zeichen „Wortzwischenraum". Wenn dieses Zeichen erkannt wird und gleichzeitig 8 Takte seit dem letzten Zeichen „Wortzwischenraum" vergangen sind, wird die Adresse des an den Ausgängen des Schieberegisters anstehenden Wortes mit der Adresse der jeweiligen Komponente verglichen. Stimmen beide Adressen überein, so wird der Befehlsteil des Wortes in einen Speicher geladen. Am Ausgang dieses Speichers steht jeweils der letzte Befehl der entsprechenden Komponente zur Auswertung bereit. Falls durch irgendeinen Umstand die Informationsübertragung gestört wurde, bleibt der alte Befehl bestehen.

Die Empfängerelektroniken aller Komponenten sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Bei Lokomotiven werden die 4 Befehlsbits am Ausgang des Speichers in eine Gleichspannung umgewandelt und steuern den Antriebsmotor; bei Weichen, Signalen, Schranken usw. wird der 1-bit-Befehl zur Steuerung der Magnete verwendet. Aber alle Komponenten erhalten ihre Energie und Information direkt aus den Schienen (*Bild 3*).

Die Versorgung der Anlage mit Energie und Informationen erfolgt aus einem zentralen Gerät. Dieses enthält ein Netzteil und einen Leistungsverstärker für 20 V und max. 3 A. Außerdem enthält es die zentrale Steuerungseinrichtung. Diese besteht aus einem Taktgenerator von 880 Hz; diese Frequenz wird mit einem umschaltbaren Teiler durch 2, 3 oder 4 geteilt, entsprechend den 3 verschiedenen Zeichen; die Ausgangsfrequenz wird noch einmal durch 9 geteilt, entsprechend den 8 bit Wortlänge und einem Zeichen für den Wortzwischenraum. Nach jedem Zeichen „Wortzwischenraum" wird ein weiterer 4-bit-Zähler weitergeschaltet. Diese 4 Ausgänge des Zählers gehen auf eine „Adressenbusleitung", an der alle Befehlsgeber angeschlossen sind. Jeder Befehlsgeber vergleicht die Adresse auf der „Adressenbusleitung" mit der eigenen und schaltet bei Gleichheit sein 4-bit-Befehlswort auf die allen Befehlsgebern gemeinsame „Befehlsbusleitung". Wenn sich unter der momentan anliegenden Adresse kein Befehlsgeber meldet, d. h. das Befehlswort Null ist, so wird sofort zur nächsten Adresse weitergeschaltet. Dadurch erfolgt die Übertragung der Befehle zu den einzelnen Komponenten immer mit der höchstmöglichen Geschwindigkeit. Ist dieses Befehlswort von Null verschieden, so wird es zusammen mit dem Adressenwortteil in ein Schieberegister geladen. Der Inhalt des Registers wird durch einen Takt an dessen Ausgang geschoben, wobei die Beite des Taktes 2 τ_o oder 3 τ_o ist, je nachdem, ob gerade eine „0" oder „1" am Ausgang dieses Schieberegisters anliegt. Die Taktfrequenz wird noch einmal in einem Flipflop durch 2 geteilt. Die Ausgangsspannung dieses Flipflops steuert direkt den Leistungsendverstärker.

Über die „Adressenbusleitung" und die „Befehlsbusleitung" können verschiedene Befehlsgeber angeschlossen werden. Bei der Lokomotivsteuerung wird das variable Befehlswort durch einen 2 x 5stufigen Drehschalter für 5 Vorwärts- und 5 Rückwärts-Fahrgeschwindigkeiten erzeugt. Bei der Weichensteuerung usw. dagegen werden jeweils feste Befehlsworte verwendet. Diese werden durch feste Verdrahtung erzeugt und nur bei der Betätigung des entsprechenden Tastschalters aktiviert. In einer späteren Ausbaustufe können die Befehlsworte auch durch einen Mikroprozessor geliefert werden.

Das vorgestellte Konzept der Steuerung einer Modelleisenbahnanlage wurde in einer Anlage von Märklin (Spur 1) realisiert mit derzeit zwei Lokomotiven, 6 Weichen und einer Schranke. Bei Verwendung von CMOS-ICs bestehen keine Schwierigkeiten beim Einbau der Elektronik in die Lokomotiven. Sogar die Weichenelektronik konnte unterhalb der normalen Weichenmagnetabdeckung untergebracht werden.

Das beschriebene Konzept der Steuerung einer Modelleisenbahnanlage ist auch für andere Aufgaben anwendbar, zum Beispiel für Meßwerterfassung und Datenübertragungsanlagen allgemein, bei denen über größere Entfernungen über eine Zweidrahtleitung sowohl Energie als auch Informationen übertragen werden sollen.

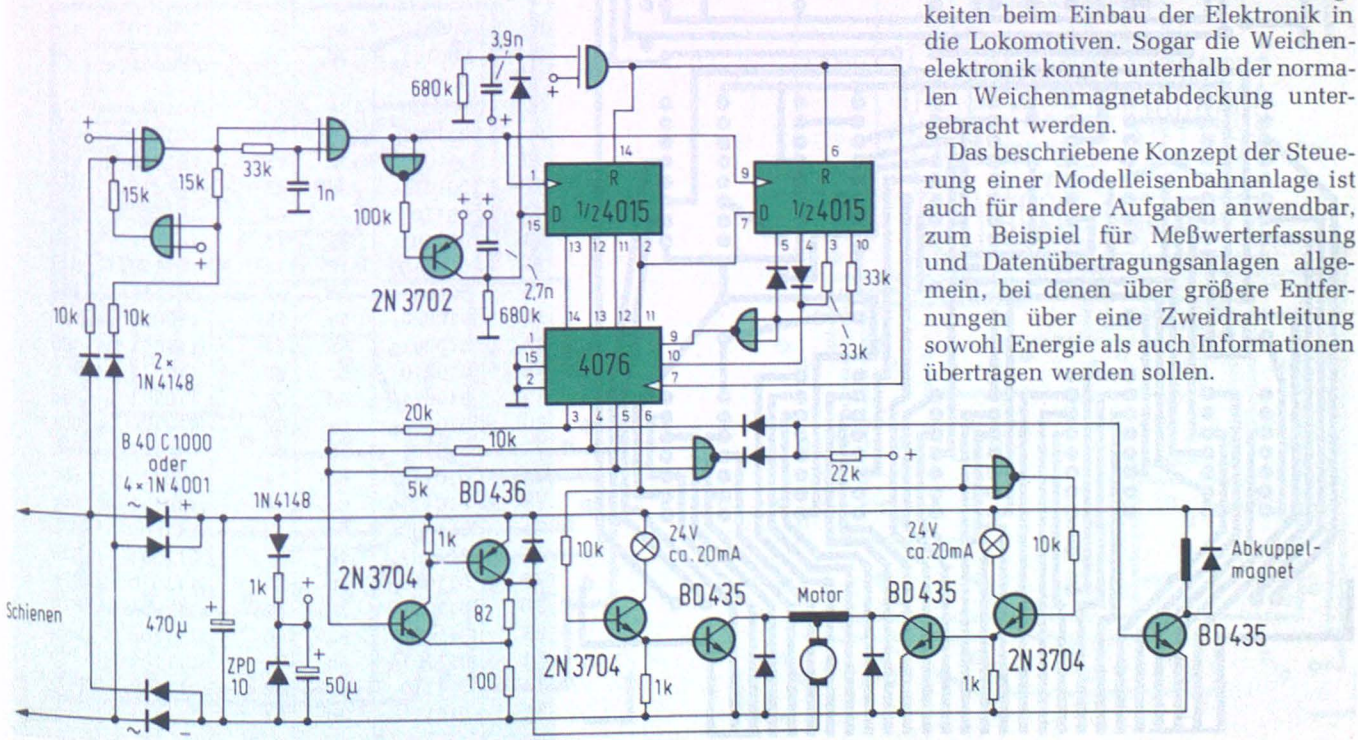


Bild 3. Schaltung der Lokomotiven-Elektronik. Energie und Schaltbefehle werden aus der gemeinsamen Ringleitung rückgewonnen und voneinander getrennt

Martin Gygi

Universelle Infrarot-Fernsteuerung

2. Teil

Der zweite Teil des Beitrages erläutert die Funktion der Infrarot-Fernsteuerung und gibt einige nützliche Tips für den Aufbau und Abgleich der beiden Baugruppen.

Die eine Hälfte eines 4011 ist der Oszillator, der die Empfänger-IS taktet, die andere Hälfte bildet ein RS-Flip-Flop, welches beim Einschalten der Versorgungsspannung gesetzt und beim ersten Erscheinen eines DLEN-Signals, d. h. beim Niederdrücken einer Drucktaste, rückgesetzt wird. Beim Setzen dieses RS-Flip-Flop werden alle 4013 rückgesetzt; zudem wird über das halbe Gatter 4012 und den Decoder 4556 jeder 4028 abgeschaltet („power on reset"-Schaltung). Eine Hälfte des 4012, dessen Eingänge mit vier Ausgängen des 40174 verbunden sind, decodiert den Schlußbefehl. Da die Instruktionen 30 und 31 im Sender nicht verwendet werden, kann bei der Decodierung auf das Bit höchster Ordnung (2^5) verzichtet werden, und der Schlußbefehl mit der Nummer 62 wird zu Nummer 30. Wird diese Befehlsnummer decodiert, dann wird über die zweite Hälfte 4012

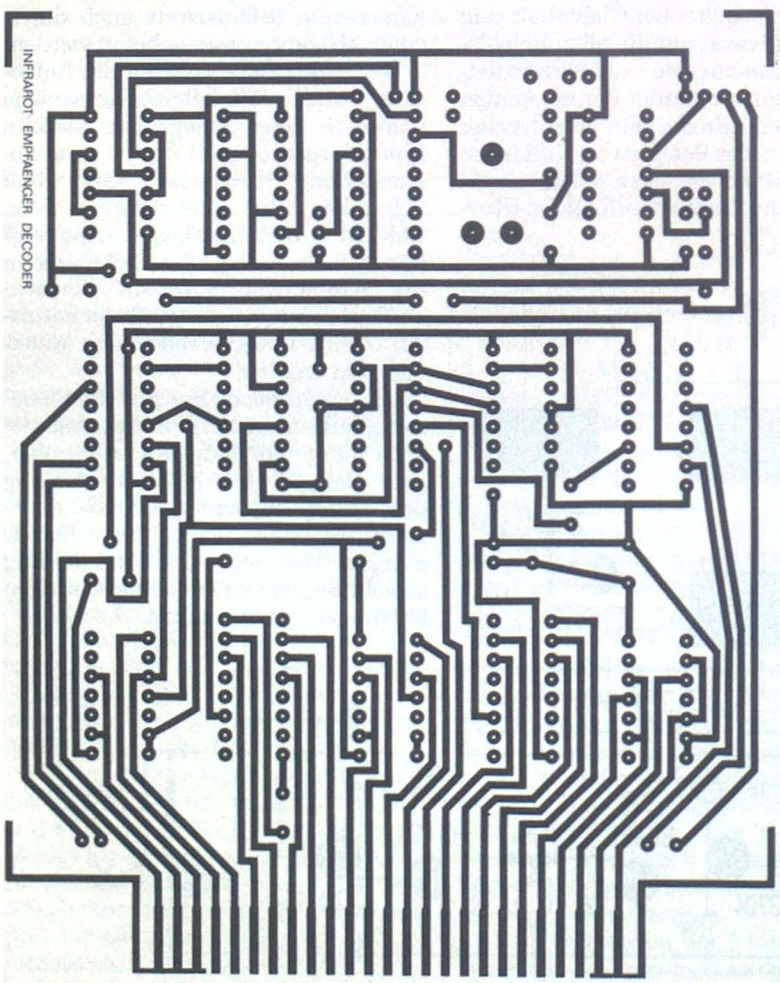
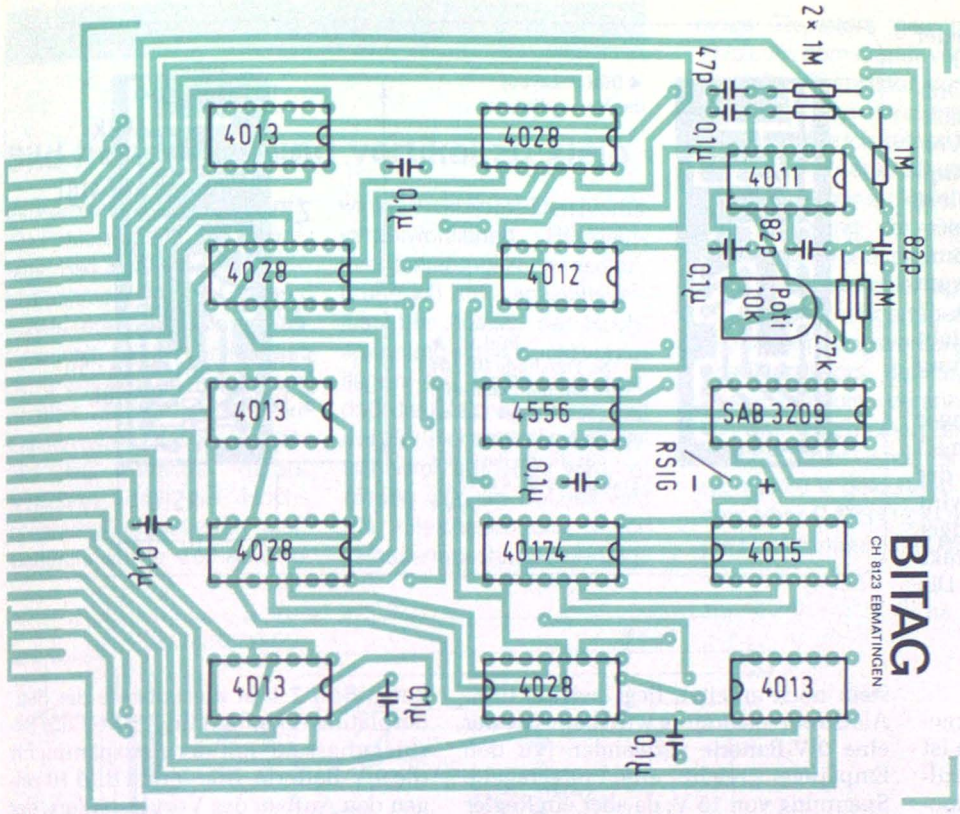


Bild 5. Lötseite der Empfängerplatine

Tabelle 2.
Befehlliste mit Zuordnung der Befehle zu den Tasten

Grundbefehle			Erweiterungsbefehle		
Befehl Nr.	Code FEDCBA	Taste	Befehl Nr.	Code FEDCBA	Taste
0	000000	1a	32	100000	81a
1	000001	1b	33	100001	81b
2	000010	1c	34	100010	81c
3	000011	1d	35	100011	81d
4	000100	2a	36	100100	82a
5	000101	2b	37	100101	82b
6	000110	2c	38	100110	82c
7	000111	2d	39	100111	82d
8	001000	3a	40	101000	83a
9	001001	3b	41	101001	83b
10	001010	3c	42	101010	83c
11	001011	3d	43	101011	83d
12	001100	4a	44	101100	84a
13	001101	4b	45	101101	84b
14	001110	4c	46	101110	84c
15	001111	4d	47	101111	84d
16	010000	5a	48	110000	85a
17	010001	5b	49	110001	85b
18	010010	5c	50	110010	85c
19	010011	5d	51	110011	85d
20	010100	6a	52	110100	86a
21	010101	6b	53	110101	86b
22	010110	6c	54	110110	86c
23	010111	6d	55	110111	86d
24	011000	7a	56	111000	87a
25	011001	7b	57	111001	87b
26	011010	7c	58	111010	87c
27	011011	7d	59	111011	87d
28	011100	8a	60	111100	unbenutzt
29	011101	8b	61	111101	unbenutzt
30	011110	8c	62	111110	Schlußbefehl verboten*
31	011111	8d	63	111111	

* Wegen Mehrdeutigkeit im Biphase-Code



◀ Bild 6. Bestückungsseite der Empfängerplatine

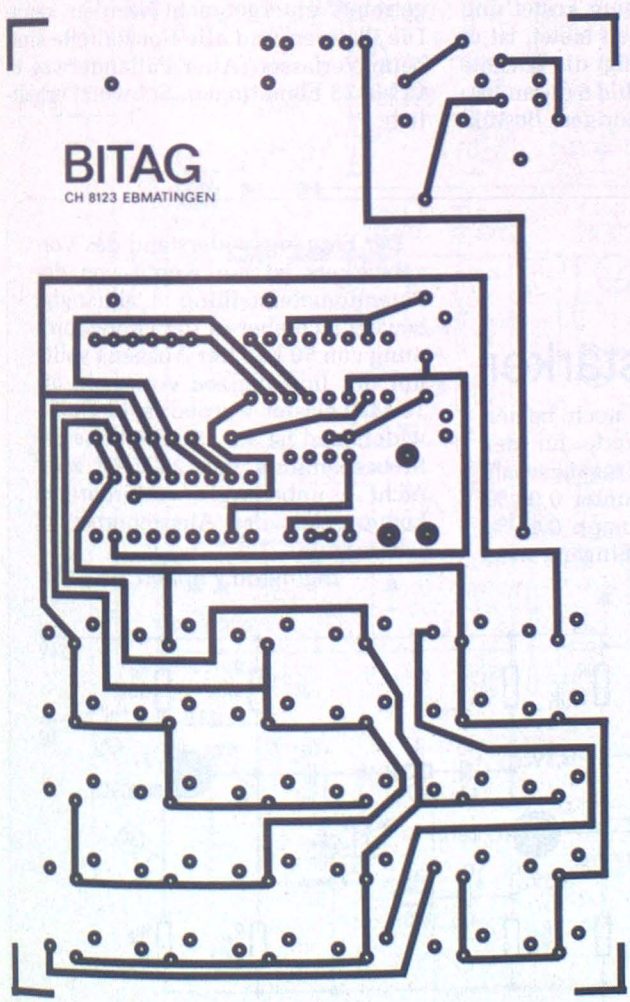


Bild 7. Lötseite der Senderplatine

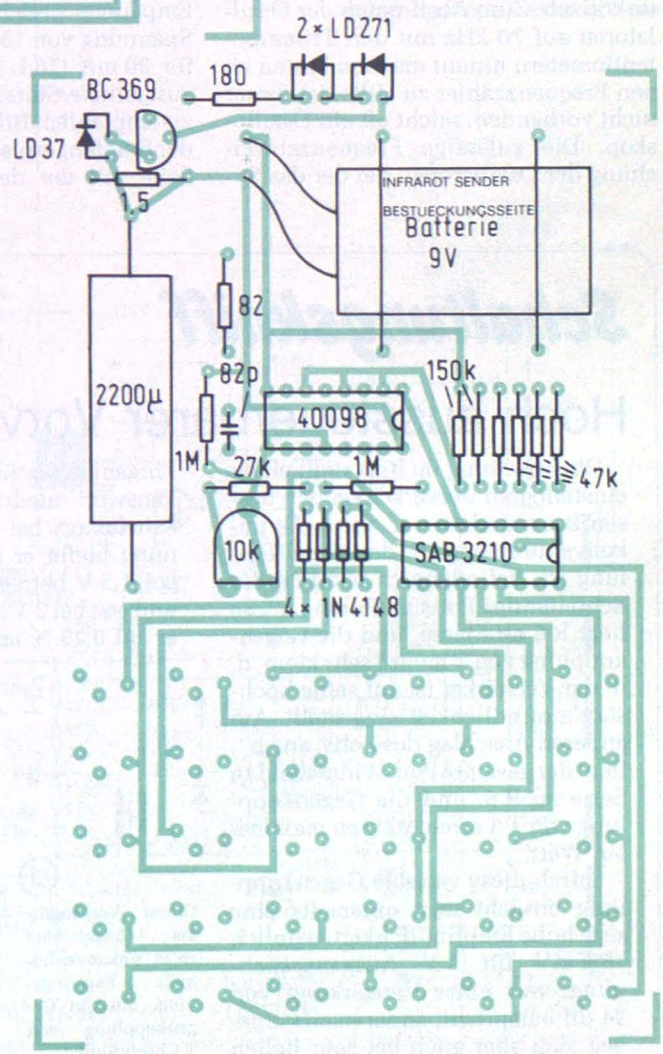
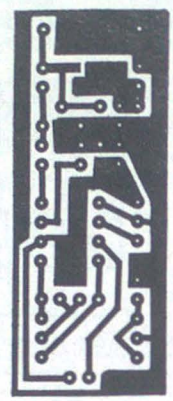


Bild 8. Bestückungseite der Senderplatine

und den Decoder 4556 wiederum jeder Decoder 4028 außer Betrieb gesetzt.

Die Methode, das Bit höchster Ordnung bei der Decodierung zu vernachlässigen, hat noch einen weiteren Vorteil: Die Befehle 40...45, die in der Empfänger-IS die Analogsignale verstellen, erscheinen dann am Eingang der Decodierschaltung als Befehle 8...13, womit eine lückenlose Decodierung der vom Sender erhaltenen Instruktionen 0...7, 40...45 ≙ 8...13 und 14...29 ermöglicht wird. *Tabelle 2* nennt die Zuordnung der Tastenbefehle.

Die Steckeranschlüsse am Empfänger haben die Ein- und Ausgänge gemäß Tabelle 1, wobei der Empfänger von der Bestückungsseite her betrachtet wird und die Blickrichtung zum Empfänger hin gilt. Die Numerierung ist von links nach rechts und oben nach unten. Die Zahlen geben die Befehlsnummern an.



◀ Bild 9. Layout des Vorverstärkers

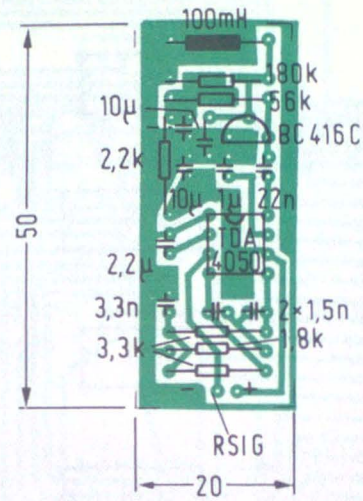


Bild 10. ▶ Die Fotodiode BP 104 wird auf der Leiterseite unter R 1 mit der Katode auf Plus und mit der Anode an die Basis des Transistors BC 416 C gelötet

Hinweise für den Aufbau

Der Aufbau der Geräte mit den vorgeschlagenen gedruckten Schaltungen ist unkritisch. Zum Abstimmen der Oszillatoren auf 70 kHz mit den Trimmpotentiometern nimmt man am besten einen Frequenzzähler zu Hilfe; ist dieser nicht vorhanden, reicht oft ein Oszilloskop. Die zulässige Frequenzabweichung der Oszillatoren, bei der das System noch arbeitet, liegt bei ca. 10%. Als Stromversorgung wird beim Sender eine 9-V-Batterie verwendet. Für den Empfänger reicht eine ungeregelte Spannung von 15 V; da aber ein Regler für 30 mA (78 L 15) wenig kostet und zusätzliche Störsicherheit bietet, ist er zu empfehlen. *Bild 5* zeigt die Lötseite der Empfängerplatine, *Bild 6* die andere Seite mit der dazugehörigen Bestückung. *Bild 7* läßt die Lötseite der Senderplatine erkennen und *Bild 8* die Bestückungsseite mit der Aussparung für die 9-V-Batterie. *Bild 9* und *Bild 10* zeigen den Aufbau des Vorverstärkers, der getrennt untergebracht werden kann. Die Platinen und alle Spezialteile sind beim Verfasser (Alter Fällanderweg 8, CH-8123 Ebmatingen, Schweiz) erhältlich.

Schaltungskniff

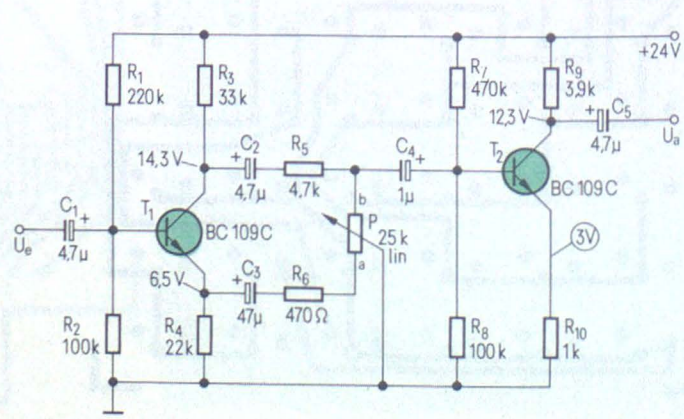
Hoch aussteuerbarer Vorverstärker

Die Schaltung im *Bild* stellt einen einstellbaren Vorverstärker dar, dessen Besonderheit vor allem die unkonventionelle Art der Pegelregelung ist. Befindet sich nämlich der Schleifer des Potis an Punkt „a", so liegt R 6 an Masse, und die Gegenkopplung von T 1 wird sehr klein, d. h. der Verstärker ist auf seine höchste Empfindlichkeit eingestellt. Am anderen Anschlag des Potis, an „b", liegt der gesamte Poti-Widerstand in Serie zu R 6, und die Gegenkopplung von T 1 erreicht ihren maximalen Wert.

Durch diese variable Gegenkopplung erreicht man einerseits eine sehr hohe Empfindlichkeit, nämlich 18,5 mV für 1 V Ausgangsspannung, was einer Verstärkung von 34 dB entspricht; andererseits ergeben sich aber auch bei sehr hohen Eingangsspannungen noch bemerkenswert niedrige Werte für den Klirrfaktor: bei 1 V Eingangsspannung bleibt er noch unter 0,08 %, bei 1,5 V beträgt er knapp 0,11 %, und erst bei 2 V Nf am Eingang steigt er auf 0,25 % an.

Der Eingangswiderstand des Vorverstärkers ist ein wenig von der Potentiometerstellung abhängig, bewegt sich aber in der Größenordnung von 50 kΩ. Der Ausgang sollte nur mit Impedanzen von mehr als 10 kΩ belastet werden; sein Quellwiderstand ist 3,9 kΩ. Die hohe Betriebsspannung von 24 V ist zwar nicht unbedingt erforderlich, kommt aber der Aussteuerbarkeit sehr zugute.

Ing. (grad.) Robert Kröpelin



Dieser Vorverstärker besitzt eine recht unkonventionelle Pegelregelung, die die Gegenkopplung von T1 beeinflußt

Thomas Adelt

Frequenzvervielfacher für digitale Frequenzmeßgeräte

Im Gegensatz zu hohen Frequenzen, bei denen man mit niedriger Torzeit und einer entsprechenden Anzahl von Anzeigestellen eine hohe Genauigkeit bei Frequenzzählern erreichen kann, bereitet die direkte Messung und Anzeige von relativ niedrigen Frequenzen Schwierigkeiten. Mittels einer PLL-Schaltung lassen sich niedrige Frequenzen vervielfachen und somit leichter und schneller messen. In dieser Schaltung schwingt der VCO der Einfachheit halber auf der 10. bzw. 100. Vielfachen der Eingangsfrequenz.

Für Messungen höherer Frequenzen mit einem Digitalmeßgerät ist eine Genauigkeit von 0,1 % leicht dadurch zu erreichen, daß man entsprechend viele Anzeigestellen vorsieht und eine niedrige Torzeit wählt. Was aber macht der arme Mensch, der 35,76 Hz genau (±1 digit) messen soll? Er „brütet" mindestens 100 s vor dem Gerät, um vertrackterweise feststellen zu müssen, daß der angezeigte Wert immer noch nicht mit dem geforderten Wert übereinstimmt und freut sich auf den nächsten Meßzyklus. Diese Problematik kann natürlich durch eine Periodenzeitmessung beseitigt werden. Das erfordert allerdings ein Umrechnen von T auf f, wenn man nicht einen Rechner eingebaut hat.

Das hier beschriebene Zusatzgerät umgeht diese Schwierigkeiten und liefert an seinem Ausgang eine Frequenz, die genau um den Faktor 10 bzw. 100 größer ist als die Eingangsfrequenz.

Das Prinzip

Wie *Bild 1* zeigt, stellt der Frequenzvervielfacher einen phasenverriegelten Regelkreis (Phase Locked Loop, PLL) dar: die Eingangsgrößen φ_1, f_1 werden im Phasendiskriminator (PD) mit den geregelten Größen φ_2, f_2 verglichen, die Differenz wird bewertet und im Integrator „aufsummiert". Dieser liefert die Steuerspannung für einen spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator = VCO). Die Frequenz des VCO wird wahlweise 1:10 oder 1:100 heruntergeteilt und als Vergleichsgröße dem PD zugeführt. Dieser liefert dann über den Bewerter einen positiven oder negativen Puls, der die Ausgangsspannung des Integrators solange verändert, bis der VCO genau mit der 10- bzw. 100fachen Frequenz der Eingangsgröße schwingt.

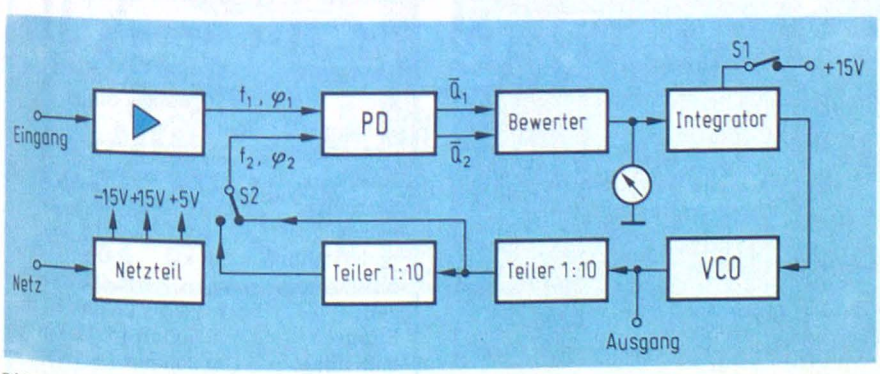


Bild 1. Blockschaltbild

Die Funktionsblöcke

Der Vorverstärker besteht aus IS 1, die linear verstärkt und IS 2, die eine Rechteckformung vornimmt. Erreicht die Ausgangsspannung von IS 1 ± 0,6 V (Diodendurchlaßspannung), so kippt IS 2 in den jeweils anderen Zustand. IS 2 stellt also einen Schmitt-Trigger mit der Hysterese von 2 x 0,6 V symmetrisch zur Masse dar. Im Interesse einer guten Flankensteilheit wurde hierfür die IS 709 ohne Frequenzkompensation ausgewählt. Die nachfolgende Transistorstufe mit T1 setzt die ± 12,5 V Rechteckimpulse auf TTL-Pegel herab.

Der Phasendiskriminator besteht aus 2 JK-Flipflops (IS 8). Ein Voreilen der Phase am Eingang 1 bzw. 2 führt zu einer Aktivität des Ausganges $\bar{Q}_1$, $\bar{Q}_2$ (invertierte Ausgänge). Ein Fehlen des Pulses an einem der beiden Eingänge hat zur Folge, daß der jeweils andere Ausgang einen undefinierten Zustand einnimmt. Hier liegt der Nachteil dieser einfachen Schaltung eines PD, und deshalb wird auch der Schalter S1 gebraucht. Es sei darauf hingewiesen, daß es eine IS gibt (Motorola MC 4044), die diesen Nachteil nicht hat, jedoch teurer ist. Ein Vorteil eines reinen Phasenvergleichs, wie hier verwendet, ist

aber auch, daß eine höhere Störspannung am Eingang zulässig ist als bei einem „echten" Frequenzvergleich.

Wesentlich ist, daß mit dem PD auch Frequenzunterschiede erkannt werden. Dadurch (und wegen der Verwendung eines echten Integrators) ist es nämlich erst möglich, den VCO auf eine (fast) beliebige Frequenz zu „ziehen". Fang- und Haltebereich umfassen also ein Spektrum, das so groß wie der gesamte Frequenzbereich ist. Wie *Bild 2* zeigt, sind beide Ausgänge des PD aktiv, wenn unterschiedliche Frequenzen verglichen werden.

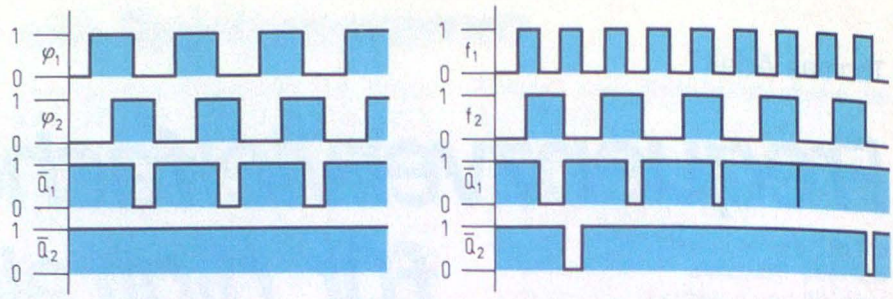


Bild 2. Phasen- und Frequenzverhalten des Phasendiskriminators

Der Bewerter bildet die Differenz beider PD-Ausgänge und liefert einen negativen (φ_2 voreilend) oder positiven (φ_1 voreilend) Puls. Unterschiedliche Frequenzen ergeben eine Reihe negativer und positiver Impulse, wobei für $f_1 > f_2$ der zeitliche Mittelwert positiv und für $f_1 < f_2$ negativ ist.

Im Integrator werden die Impulse ihrem Mittelwert entsprechend „aufsummiert". Der Widerstand in Serie mit C3 dient zur Dämpfung der Eigenschwingung des Regelkreises. Durch diesen Widerstand treten bei einer Phasenabweichung am Ausgang des Integrators Spannungssprünge auf, die zu nicht zulässigen Frequenzsprüngen des VCO's führen. Im stationären Zustand muß die Phasendifferenz $\varphi_1 - \varphi_2$ deshalb möglichst verschwinden. Dazu ist P2 abzugleichen, was später noch beschrieben wird. Da der PD bei fehlender Eingangsinformation undefinierte Zustände an den Ausgängen liefert, kann die Spannung des Integrators positiv werden; der nachfolgende VCO benötigt zum Schwingen aber eine negative Steuerspannung. Deshalb wird über S1 ein positives Potential an den Integratoreingang gelegt, um sicherzugehen, daß der VCO auf jeden Fall schwingt. S1 muß bei einer Messung nach Anlegen der Meßfrequenz natürlich wieder ausgeschaltet werden.

Der VCO besteht prinzipiell aus 2 gesteuerten, geschalteten und polaritätsinversen Stromquellen, einem Integrator und 2 Schwellwertschaltern. IS 5 invertiert die von IS 4 gelieferte Steuerspannung. Positiver und negativer Anteil werden am Eingang des Integrators IS 6 addiert, wobei immer nur eine von beiden Größen wirksam ist. Je nach Schaltzustand der IS 7 ist nämlich T2 oder T3 durchgeschaltet und der zugehörige Eingang unwirksam. Die 12,5 V Rechteckimpulse von IS 7 liegen am Ausgang. T4 setzt sie auf TTL-Potential um. IS 9 und IS 10 teilen die Frequenz des VCO's jeweils um den Faktor 10 herunter, sodaß sie als Vergleichsgröße f_2 dem PD zur Verfügung stehen kann.

Das Netzteil enthält einen Trafo mit EI-55-Kern, dessen Sekundärwicklungen 2 x 17 V_{eff} und 1 x 8,5 V_{eff} abgeben. Es ist darauf zu achten, daß eine Spannung von 30 V an den Eingängen der Festspannungsregler nicht überschritten wird (im Mustergerät wurden ±24,5 V und 12 V gemessen). Die Sekundärspannungen sind nicht kritisch, solange die Betriebsspannungen der Elkos nicht überschritten werden. Trafo, Gleichrichter und Kühlkörper sind sehr großzügig dimensioniert, sodaß auch in einem geschlosssenen Gehäuse aus Plastik keine thermischen Probleme entstehen. *Bild 3* zeigt die Schaltung.

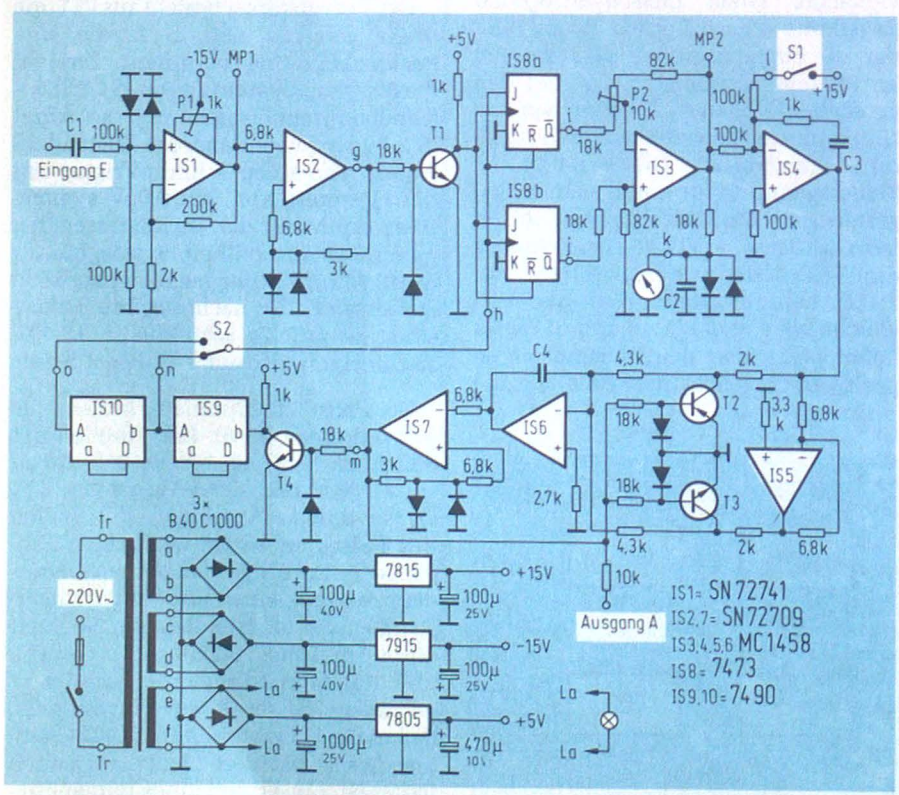


Bild 3. Frequenzvervielfacher mit PLL

Tabelle 1: Technische Daten

Eingangsempfindlichkeit:	50 mV bei Sinus
Eingangswiderstand:	≧ 100 kΩ
Ausgangsspannung:	25 V_{ss} Rechteck
Ausgangswiderstand:	10 kΩ
Einschwingzeit:	max. 2 s (x 10; 20 Hz); max. 6 s (x 100; 50 Hz)
Stromaufnahme:	≦ 50 mA (± 15 V); < 200 mA (+ 5 V)

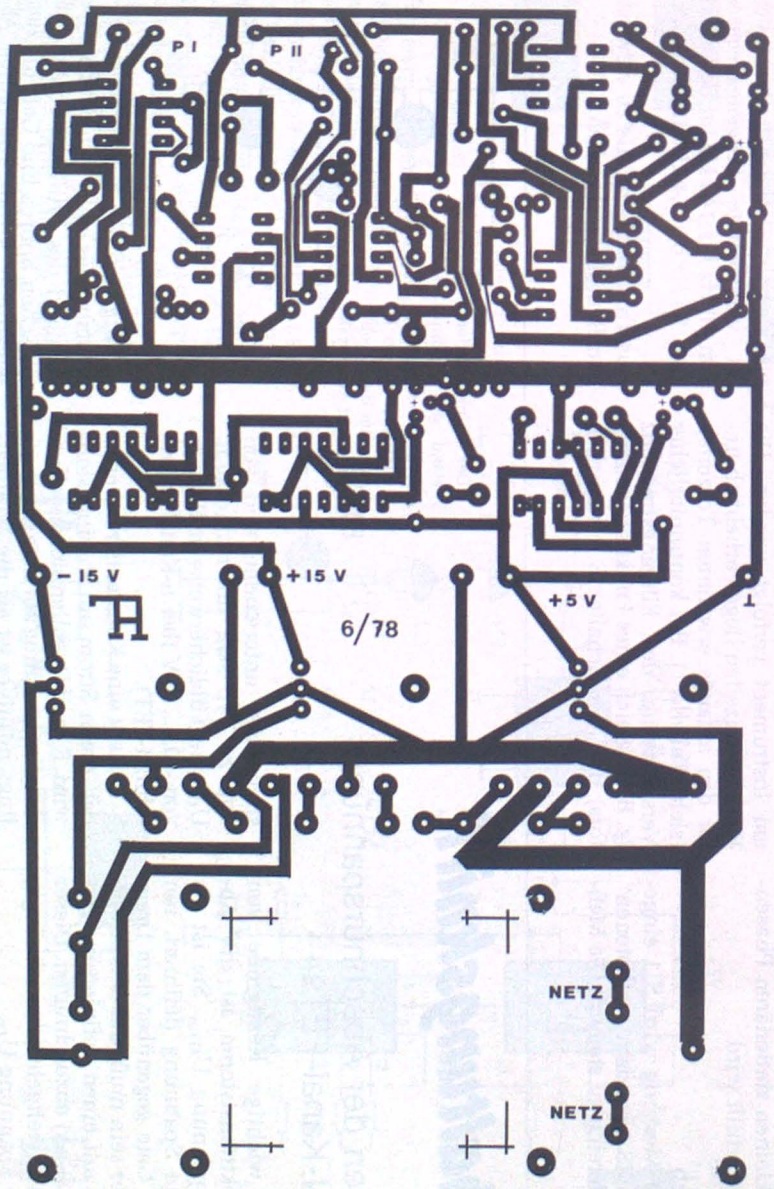


Bild 4. Digitalteil und Analogteil sind deutlich getrennt auf der Platine untergebracht

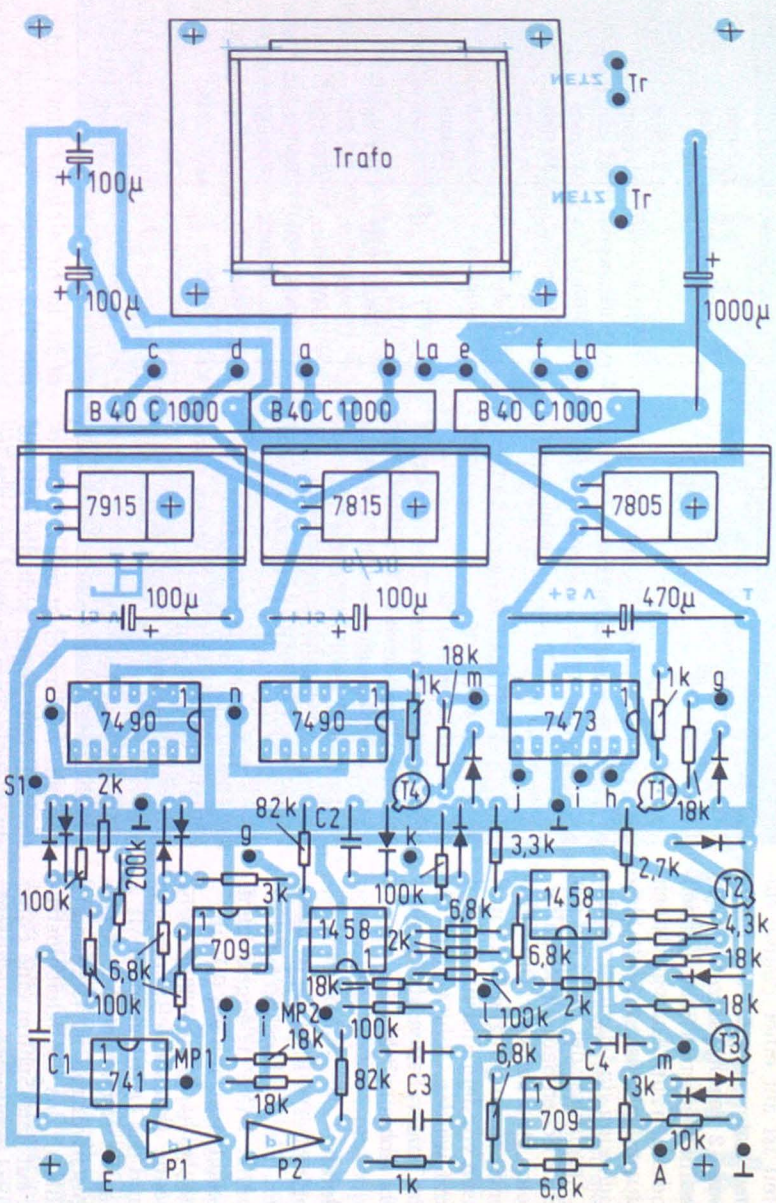


Bild 5. Bestückungsplan; die Kühlkörper der Spannungsregler müssen vor Einbau gekürzt werden

Der Aufbau

Die gesamte Schaltung einschließlich Netzteil ist auf einer Platine im Euro-Format untergebracht. Der Digitalteil mit den 2 Pegelumsetzern befindet sich in einem eigenen Sektor, sodaß die Verbindungen zum Analogteil noch verdrahtet werden müssen. Stifte gleicher Bezeichnung sind dazu zu verbinden. Alle Anschlüsse der nicht auf der Platine befindlichen Bauteile (Schalter, Buchsen etc.) sind steckbar. Die Kühlkörper der Spannungsregler 7815 und 7915 müssen vor dem Einbau um ca. 4 mm gekürzt werden. *Bild 4* zeigt die Platine von beiden Seiten, die Bestükkung ergibt sich aus *Bild 5*.

Der Abgleich

Offsetabgleich: Der Eingang ist kurzzuschließen. Ein Oszilloskop wird an den Meßpunkt 1 (MP 1) angeklemmt. Mit P 1 gleicht man nun auf 0 V ab.

Phasenabgleich: Am Eingang wird eine passende (konstante!) Frequenz angelegt und das Oszilloskop an MP 2 angeschlossen. Nachdem der Regelkreis eingeschwungen ist (stationärer Nullausschlag des Abgleichinstruments) ist auf dem Schirm eine Folge negativer und positiver Impulse sichtbar. Mit P 2 wird diese Folge symmetriert. Gleichzeitig haben sie auch ein minimales Moment, wodurch die vorstehend beschriebene Forderung einer möglichst kleinen stationären Phasenabweichung erfüllt wird.

Der Betrieb

Vor einer Messung wird S 1 eingeschaltet, um IS 4 aus dem „verbotenen" positiven Bereich zu steuern. Die Meßfrequenz wird angelegt und S 1 ausgeschaltet. Jetzt regelt sich die PLL auf einen stationären Zustand ein, das Instrument zeigt Nullausschlag und das angeschlossene Frequenzmeßgerät gibt die 10- bzw. 100-fache Eingangsfrequenz an. Der Einschwingvorgang kann am Instrument verfolgt werden. Die Einschwingzeiten liegen erheblich unter den anfangs erwähnten Torzeiten (siehe *Tabelle 1*). Bei kontinuierlicher Verstimmung der Eingangsfrequenz (z. B. Abgleich eines Funktionsgenerators) darf der Schalter S 1 natürlich nicht mehr eingeschaltet werden, da die PLL diesen Änderungen folgen kann, es sei denn, daß die Meßgröße ausfällt. Anzumerken ist noch, daß bei sehr niedrigen Frequenzen (bis etwa 30 Hz) der Ausschlag des Abgleichinstrumentes leicht um die Nullage pendelt, was aber ohne Belang ist. Das Mustergerät verarbeitete Eingangsfrequenzen von 18 Hz bis 140 Hz im Bereich x 100 bzw. 50 Hz bis 1,4 kHz im Bereich x 10.

Aus *Tabelle 2* sind die zu verwendenden Bauteile zu ersehen.

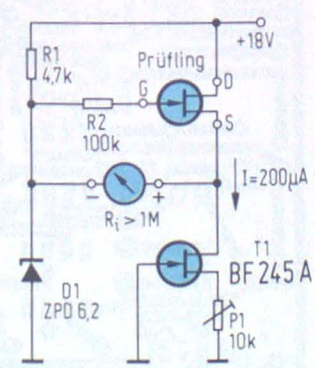
Tabelle 2: Stückliste

Stück	Benennung, Typ, Wert	Hersteller	Rastermaß a. d. Platine
34	Widerstände $^1/_8$ W		12 mm
3	C_2, 1 µF/100 V MKM;	Siemens	10 mm
1	C_3 = 2 x 1 µF MKM parallel		
	C_1 1 µF/250 V	Bosch	22 mm
1	C_4 47 nF/100 V MKS	WIMA	10 mm
4	Elkos 100 µF/40 V axial	Siemens	25 mm; 6 mm
1	Elko 470 µF/16 V axial	WIMA	32 mm
1	Elko 1000 µF/16 V axial	Siemens	35 mm
1	P 1 Trimmpoti liegend 1 kΩ	Preh	5/10 mm
1	P 2 Trimmpoti liegend 10 Ω	Preh	5/10 mm
3	B 40 C 1000	Siemens	5+5+5 mm
12	Dioden 1N4148		10 mm
3	Transistoren BCY 59 (BC 107)	ITT	
1	Transistoren BCY 79 (BC 177)	ITT	
1	Festspannungsregler 7815	Texas Instr.	TO 220
1	Festspannungsregler 7915	Texas Instr.	TO 220
1	Festspannungsregler 7805	Texas Instr.	TO 220
2	SN 72709 (IS 2,7)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
1	SN 72741 (IS 1)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
2	MC 1458 (IS 3, 4, 5, 6)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
3	Kühlkörper, U-Profil, 17 x 35 mm, SK 13	Fischer	
1	Instrument, symm. Nullp. ± 125 µA		
1	7473 (IS 8)	ITT	14polig, DIL
2	7490 (IS 9, 10)	ITT	14polig, DIL

Schaltungskniff

Messen der Abschnürspannung von N-Kanal-FETs

Der Innenwiderstand des Meßinstrumentes sollte möglichst hoch sein, um das Ergebnis nicht zu verfälschen



Eine wichtige Kenngröße von Feldeffekttransistoren ist die Abschnürspannung U_{GSth}. Sie ist als diejenige Spannung definiert, um die das Gate gegenüber dem Drain negativer sein muß, um den Stromfluß I_{DS} auf einen definierten Wert (z. B. 200 µA) abzuschnüren. Dieser Strom ist weitgehend unabhängig von der Spannung U_{DS}.

Die Abschnürspannung ist im allgemeinen großen Fertigungsstreuungen unterworfen und von Typ zu Typ sehr unterschiedlich. U_{GSth} liegt üblicherweise im Bereich von −0,4...10 V (bei n-Kanal-Sperrschicht-FET).

T_1 stellt eine Konstantstromsenke dar, deren Strom mit P_1 eingestellt wird. R_1 und D_1 sollen sicherstellen, daß die Spannung am Gate des Prüflings positiver ist als die Minimalspannung an der Konstantstromsenke (*Bild*).

Aufgrund des eingeprägten Konstantstromes stellt sich der Bahnwiderstand des Prüflings so ein, daß zwischen Source und Gate die zum jeweiligen Strom zugehörige Abschnürspannung auftritt und sich dort messen läßt. *Klaus Grieninger*

Norbert Conrads

Lichtorgel - einmal anders

Die meisten Lichtorgeln verfügen über eine selektive Frequenzweiche, die eine Aufteilung des Nf-Spektrums in 3 oder mehr Kanäle vornimmt, denen jeweils verschiedenfarbige Lampen zugeordnet sind. In diesem Beitrag soll einmal ein grundsätzlich anderes Prinzip dargestellt und als Alternative diskutiert werden: zufallsabhängige Farbkombinationen, die im Rhythmus der Musik wechseln.

Das Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt ein Blockschaltbild der Lichtorgel. „Herz" des ganzen ist ein schneller 8-bit-Zähler, dessen Ausgangszustände über Optokoppler den Endstufen zugeführt werden.

Der Zähler wird von einem Hf-Generator (2...3 MHz, Osz. 1) getaktet, der seinerseits von einer Impulsformerstufe (MMV) kurzzeitig eingeschaltet wird. In dieser Zeit ändert sich der Zählerstand so schnell, daß das Auge nur den jeweiligen Endstand wahrnimmt, und da die Zählerfrequenz ungleich höher ist als die Rhythmusfrequenz (max. ca. 10 Hz), erscheinen mit jedem Musikimpuls neue Farbkombinationen in zufallsbedingter Reihenfolge.

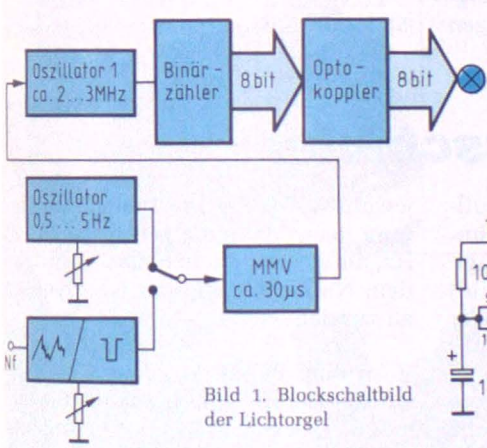


Bild 1. Blockschaltbild der Lichtorgel

Der Impulsformer wird von einer Nf-Eingangsstufe oder von einem separaten Oszillator (0,5...5 Hz, Osz. 2) getriggert. Auch im zweiten Falle ist das Ergebnis eine ständig wechselnde Farbfolge, wobei der Wechsel allerdings im konstanten Rhythmus erfolgt.

Bild 2a zeigt den eigentlichen Steuerteil des Gerätes. Das verstärkte Nf-Signal gelangt über eine Gleichrichtungs- und Glättungs-Stufe, die den eigentlichen Rhythmus aus dem Nf-Spektrum herausfiltert, auf die Impulsformerstufe (MMV). Wahlweise kann anstelle des Nf-Eingangs auch ein separater Oszillator (ST 3) eingeschaltet werden, dessen Frequenz zwischen etwa 0,5 und 5 Hz regelbar ist. Mit jeder negativen Rechteckflanke, die am Eingang des MMV (74 121) erscheint, wird am Ausgang ein schmaler positiver Rechteckimpuls erzeugt, der den Hf-Oszillator (ST 4) aktiviert.

Der Ausgang dieses Oszillators gelangt an zwei in Kaskade geschaltete Binärzähler (7493), deren Ausgänge direkt den Optokopplern (TIL 111) zugeführt werden. Hierbei ist zu beachten, daß die Optokoppler invertierend betrieben werden, d. h. eine logische „1" am Ausgang des Zählers hat eine inaktive LED zur Folge. Dies hat den Vorteil, daß mit Hilfe der Reset-Leitung alle Ausgänge auf logisch „0" gesetzt und damit alle Scheinwerfer gleichzeitig aktiviert werden können, was zu Test- und Justagezwecken recht nützlich ist. Der direkte Anschluß der Optokoppler an die Zählerausgänge hat keine Nachteile; selbst in einem mehrtägigen Dauertest konnte keine Überlastung oder Erwärmung der Zähler beobachtet werden.

Bild 2b zeigt ein einfaches Netzteil, welches den gesamten Nf- und Steuerteil versorgt.

Bild 3a zeigt die Endstufe, in welcher das Optokoppler-Signal über einen Treibertransistor auf das Triac-Gate gegeben wird. Die Stromversorgung der Endstufe ist galvanisch von der der Vorstufen getrennt (zweiter Trafo, keine gemeinsame Masse), wodurch eine vollkommene Isolierung zwischen Nf- und Starkstromteil gewährleistet

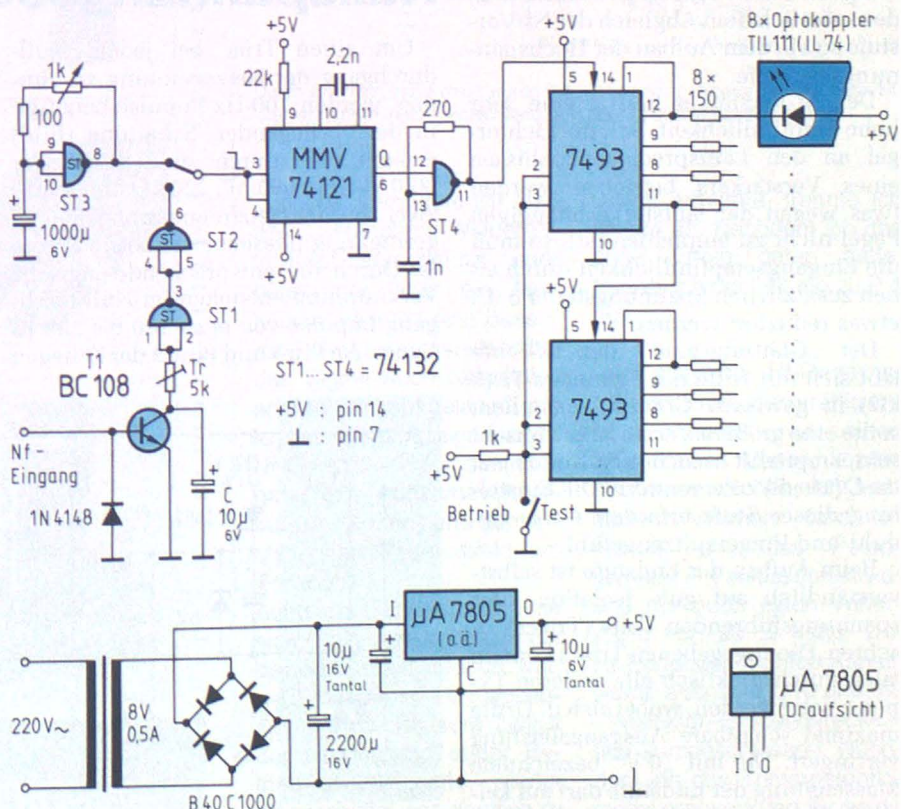


Bild 2. Gesamtschaltung. Am Eingang ist eine Nf-Spannung von min. 0,7 V_{eff} erforderlich

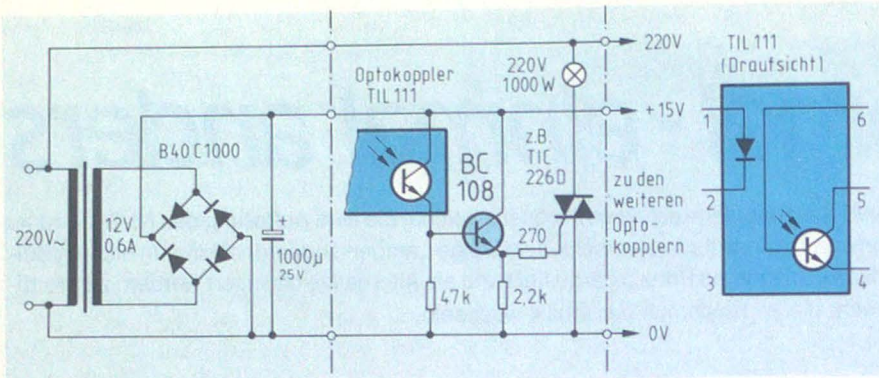


Bild 3. Ansteuerung von Triac-Leistungsschaltern über Optokoppler

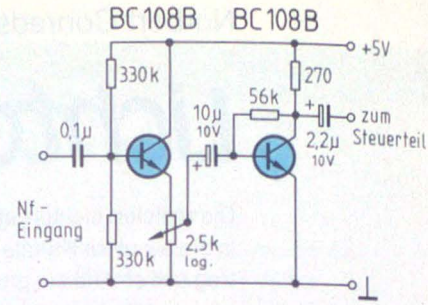


Bild 4. Vorverstärker mit etwa 100 kΩ Eingangswiderstand und einer Empfindlichkeit von rund 30 mV

wird. Den Innenaufbau der verwendeten Optokoppler TIL 111 (bzw. IL 74) zeigt *Bild 3b*.

Im Bild 4 ist der Nf-Verstärker dargestellt, der einen sehr hochohmigen Eingang besitzt, so daß das Nf-Signal an praktisch allen Punkten der Übertragungskette abgegriffen werden kann. Der Ausgang des Verstärkers wird der Gleichrichtungs- und Glättungsstufe (T 3, ST 1, ST 2) zugeführt, wo der eigentliche Rhythmus aus der Musik herausgefiltert wird.

Der Aufbau

Der Aufbau des Gerätes ist weitgehend unkritisch; Aufmerksamkeit soll lediglich zwei Puntken gewidmet werden, nämlich dem Abgleich der Nf-Vorstufe sowie dem Aufbau der Hochspannungsendstufe.

Der Nf-Verstärker besitzt eine sehr hohe Empfindlichkeit. Soll die Lichtorgel an den Lautsprecheranschlüssen eines Verstärkers betrieben werden (was wegen der lautstärkeabhängigen Pegel nicht zu empfehlen ist), so muß die Eingangsempfindlichkeit durch einen zusätzlichen Spannungsteiler u. U. etwas reduziert werden.

Der „Glättungsgrad" der Nf-Stufe läßt sich mit Hilfe des Trimmers Tr (5 kΩ) in gewissen Grenzen einstellen; sollte eine größere Variation erwünscht sein, empfiehlt es sich, den Kondensator C (10 µF) zu verändern. Die Einstellung dieser Stufe erfordert etwas Geduld und Fingerspitzengefühl.

Beim Aufbau der Endstufe ist selbstverständlich auf gute Isolation aller spannungsführenden Teile (Triacs) zu achten. Die angegebenen Triacs können auch durch praktisch alle anderen Typen ersetzt werden, wobei sich u. U. die maximal schaltbare Ausgangsleistung verringert. Die mit „0 V" bezeichnete Masseleitung der Endstufe darf auf keinen Fall mit der Systemmasse des Steuerteils oder mit dem Gehäuse verbunden werden, da sonst die galvanische Trennung verlorengeht.

Abschließend sollen noch einige Vorteile dieser Lichtorgel gegenüber den eingangs erwähnten Konzeptionen aufgezeigt werden. In erster Linie sind zu nennen:

- eine klar definierte Schaltkombination der Lampen, womit die Möglichkeit zu echten Farbmischungen gegeben ist;
- der größere Abwechslungsreichtum in den Lampenkombinationen (256 Möglichkeiten);
- die (statistische) Gleichberechtigung aller Lampen;
- schließlich die Tatsache, daß in den Musikpausen die letzte Lampenkombination erhalten bleibt.

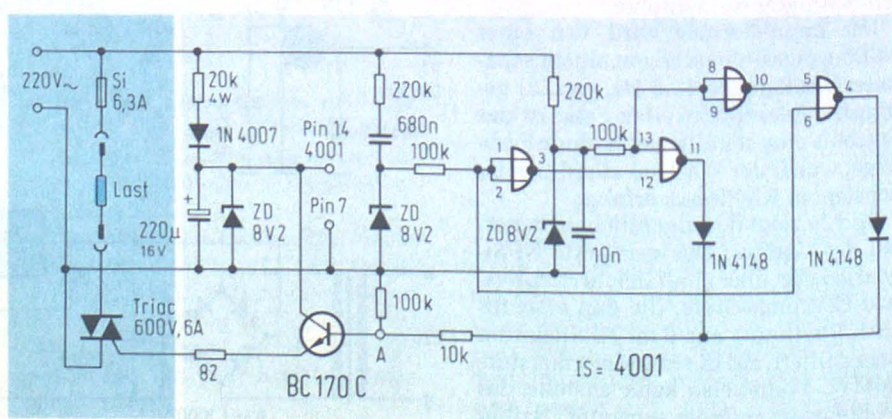
Literatur

[1] The TTL Data Book (Texas Instruments)
[2] The Opto Electronics Data Book (Texas Instruments)
[3] TTL Pocket Guide (Texas Instruments)
[4] *Hartmut Welzel:* Digit-Lichtorgel. FUNKSCHAU 1973, Heft 2
[5] *Moerder/Henke:* Transistor-Rechenpraxis Heidelberg, 1973

Nullspannungsschalter

Um einen Triac bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung zu zünden, werden 100-Hz-Impulse benötigt. In der vorliegenden Schaltung (Bild) erzeugt man durch zwei RC-Glieder (220 kΩ und 680 nF, 220 kΩ und 10nF) zwei, aus der Netzfrequenz abgeleitete, geringfügig phasenverschobene Signale. Durch die entsprechende logische Verknüpfung entstehen im Nulldurchgang Impulse von etwa 100 bis 200 µs Dauer. An Pin 4 und Pin 11 der IS liegen jeweils 50 Hz an. Die Diodenverknüpfung liefert dann die gewünschten 100 Hz, die es ermöglichen, den Triac in jedem Nulldurchgang der Netzfrequenz zu zünden.

An dem Punkt A der Schaltung ist eine Steuerung durch externe Signale möglich, wenn z. B. ein Optokoppler eingesetzt wird. Erhält der Punkt A Massepotential, wird die Zündung des Triac verhindert. *Klaus Singer*



Diese Schaltung eignet sich nur für ohmsche Lasten

Ing. (grad.) Hartmut Müller

Kfz-Bremslicht-Überprüfung

Die Kontrolle, ob die Bremslichter eines Fahrzeuges in Ordnung sind, ist meist recht umständlich: Meist erfährt man durch fremde Personen, daß ein oder sogar beide Bremslichter defekt sind. Daß dies, besonders bei Dunkelheit, zu einem Sicherheitsrisiko werden kann, steht außer Frage. Die hier beschriebene Schaltung ermöglicht es, die Bremslichtüberprüfung vom Fahrersitz aus vorzunehmen.

Die Funktionsweise

Das Gerät entnimmt die Information, ob die Bremslichter in Ordnung oder defekt sind, aus dem Lampenstrom beider Bremslichter. An jedem Auto befindet sich an der Fußbremse ein Schalter, der sich beim Betätigen des Bremspedals schließt und die Bremslichter an die Bordspannung legt. Ist eine der Lampen defekt, so fließt lediglich der halbe Strom über den Schalter; und wenn beide Lampen defekt sind, fließt überhaupt kein Strom.

Das Gerät vergleicht nun während des Bremsvorganges den gemessenen Strom mit einem Wert, der dem beider funktionstüchtiger Bremslichter entspricht. Sinkt der gemessene Wert unter den Referenzwert, so liegt ein Lampendefekt vor, und das Gerät zeigt dies durch Blinken einer LED an.

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) zeigt den prinzipiellen Aufbau. Der Strom wird mittels eines Widerstandes in der Leitung in eine Spannung „umgewandelt". In einem Komparator werden nun beide Spannungen (Meßspannung und Referenzspannung) verglichen. Sinkt die Meßspannung unter die Referenzspannung, so schaltet der Komparator ein nachgeschaltetes Flipflop. Dies öffnet nun das Tor für den Blinktakt der Anzeige-LED. Die LED verlischt erst wieder beim Ausschalten der Zündung. Das Absinken der Meßspannung unter die Referenzspannung entsteht jedoch auch beim Nichtbetätigen des Bremspedals. Dann nämlich ist der Bremslichtschalter offen, und es fließt ebenfalls kein Strom, also ist die Meßspannung Null. Damit nun die Schaltung erkennt, ob ein Lichtstrom fließen muß, wird dazu einfach die Spannung, welche hinter dem Bremslichtschalter beim Betätigen des Pedals anliegt, benutzt. Durch ein Tor zwischen dem Komparator und dem Flipflop gibt diese Spannung erst den Komparatorentscheid auf das Flipflop frei. Somit ist ein definierter Meßzeitraum geschaffen und eine Fehlanzeige ist ausgeschlossen.

Die Schaltung

Die Umwandlung des Stromes in die Meßspannung erfolgt durch den Widerstand R_M. Seine Dimensionierung richtet sich nach dem gewünschten Spannungsabfall, der mit 0,3...0,4 V festgelegt wurde. und dem Strom der beiden Bremslampen. Bei üblichen Bremslampen (12 V/21 W) stellt sich ein Strom von 1,8...2 A pro Lampe ein. Dies ergibt bei einem Gesamtstrom von 3,6 A und einem „erwünschten" Spannungsabfall von 0,36 V einen Widerstand $R_M = 0{,}1\,\Omega$. Die Meßspannung stellt die Basis-Emitter-Spannung von T 1 dar. Ein Absinken auf 0,18 V (eine Bremslampe defekt) sperrt bereits den Transistor.

Die am Kollektor von T 1 über dem Potentiometer P gegen Masse abgegriffene Spannung wird mit R 2 und R 3 im Verhältnis 1:3 heruntergeteilt und dem Operationsverstärker IC 1 an dem nichtinvertierenden Eingang zugeführt. Der Operationsverstärker ist als Komparator geschaltet. Seine Ausgangsspannung kippt von etwa 6,2 V auf fast 0 V bei $U_M < U_{Ref}$. Die Referenzspannung beträgt hier 2 V, bestimmt durch R 4 und R 5.

Der Entscheid des Komparators gelangt über Tor A und einer nachgeschalteten Impulsverzögerung zum Setzeingang des Flipflops. Der andere Eingang des Tores A liegt, wie einleitend beschrieben, am Bremslichtschalter, um eine defenierte Meßzeit zu schaffen. Die Impulsverzögerung R 11, C 1 dient erstens dazu, die Laufzeit des Komparators auszugleichen; wenn das Bremspedal betätigt wird, liegt vom Schalter sofort H-Signal am Tor A. Der Komparator besitzt durch seine Laufzeit am Ausgang ebenfalls noch H-Pegel. Das Resultat wäre ohne Impulsverzögerung eine falsche Anzeige. Zweitens lädt sich beim Einschalten der Zündung C 1 langsam auf H-Pegel auf, was zwangsläufig zum Setzen des Flipflops führt. Ein verzögerter Impuls mit R 12, C 2, dessen Impulslänge größer als die von R 11, C 1 ist, setzt das Flipflop dabei wieder zurück. Dieses 2-...3fache Blinken der LED während der Einschaltphase der Zündung zeigt die Betriebsbereitschaft des Gerätes an.

Wenn dieses Blinken unterbleibt, ist das Gerät nicht funktionstüchtig. Der Sicherheit wegen sollte eine Bremslichtkontrolle vorgenommen werden!

Ist das Flipflop (1/2 IC 3) gesetzt, so wird über Tor B der Blinktakt auf die

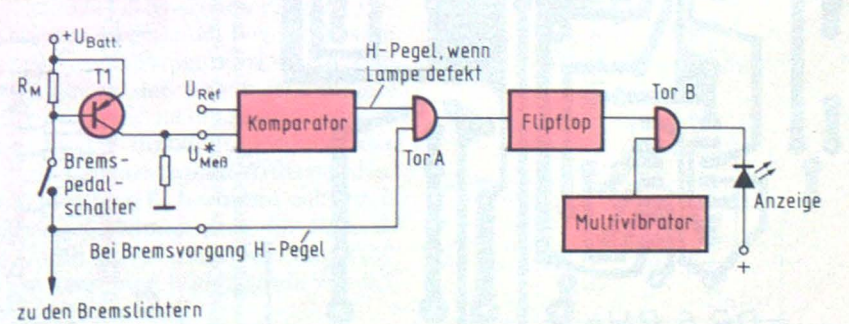


Bild 1. Blockschaltbild der Bremslicht-Überprüfung. Für T 1 ist je nach Polarität der Fahrzeugmasse ein NPN- oder PNP-Typ einzusetzen

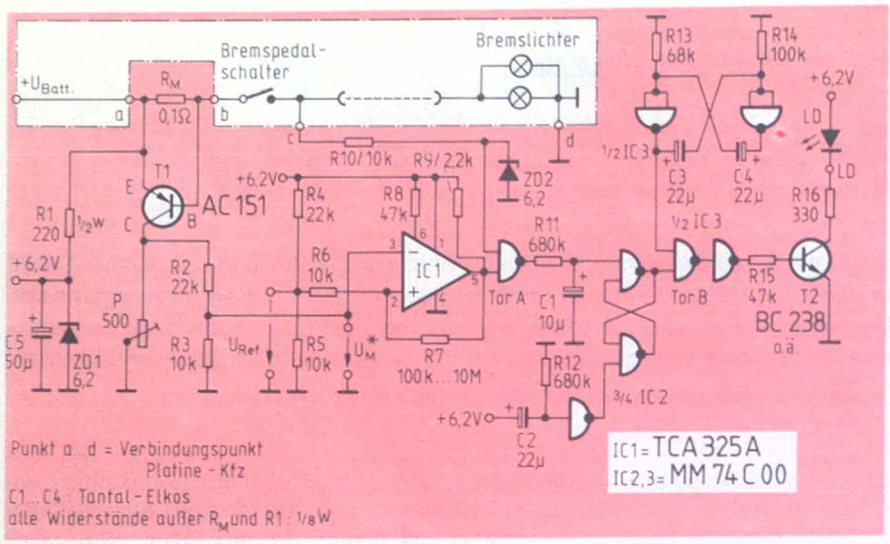


Bild 2. Gesamtschaltung des Gerätes. Der 0,1-Ω-Widerstand kann natürlich auch durch Parallelschalten mehrerer Widerstände „simuliert" werden

Basis von T 2 durchgeschaltet, und die LED beginnt im Rhythmus des Taktes zu blinken. Der Takt wird von einem astabilen Multivibrator mit C 3, R 14 und C 4, R 13 als zeitbestimmende Glieder gebildet. Das Schaltbild des Gerätes zeigt *Bild 2*.

Die Versorgungsspannung der Schaltung wird der Kfz-Bordspannung entnommen. Um auch beim Starten des Motors eine konstante Versorgungsspannung zu haben, wurde diese mit einer Z-Diode (ZD 1) auf 6,2 V heruntergesetzt.

Abgleich des Gerätes

Das Gerät besitzt als einzigen Abgleichpunkt das Potentiometer P, den Kollektorwiderstand von T 1. Der Abgleich wird so vorgenommen:
Bei entferntem IC 1 (einfach durch Einsatz eines Sockels) wird die Spannung am Kollektor gegen Masse bei getretenem Bremspedal gemessen. Das Poti wird so eingestellt, daß eine Spannung von > 10 V ansteht. Durch Entfernen einer Bremslampe wird die Schaltung dann (IC 1 ist wieder eingesetzt) auf Funktionsfähigkeit überprüft (die LED beginnt durch die Impulsverzögerung etwa 2 s nach dem Betätigen des Bremspedals zu blinken).

Tips für den Nachbau

Der Widerstand R_M sollte ein 2-W-Typ sein. Falls der Wert 0,1 Ω nicht besorgt werden kann, so sind andere Widerstände solange parallel zu schalten, bis 0,1 Ω erreicht sind; auf der Platine in *Bild 3* ist für vier Parallelwiderstände Platz vorhanden. *Bild 4* zeigt den Bestückungsplan.

Der Einbau der Schaltung in das Kfz wird folgendermaßen vorgenommen:

1. Verbindung von der Kfz-Bordspannung zum Bremspedalschalter unterbrechen und, wie das Schaltbild zeigt, über R_M auf der Platine (Punkt a und b) wieder mit dem Schalter verbinden.

2. Hinter dem Schalter (Punkt c) wird lediglich ein Kabel zusätzlich angeklemmt.

3. Der Masseanschluß (Punkt d) erfolgt an einer beliebigen Stelle.

Die Leitungsquerschnitte der Verbindungen a und b zum Gerät sind mit gleichem oder größeren Leitungsquerschnitt, als die Bremslichtleitung aufweist, vorzunehmen.

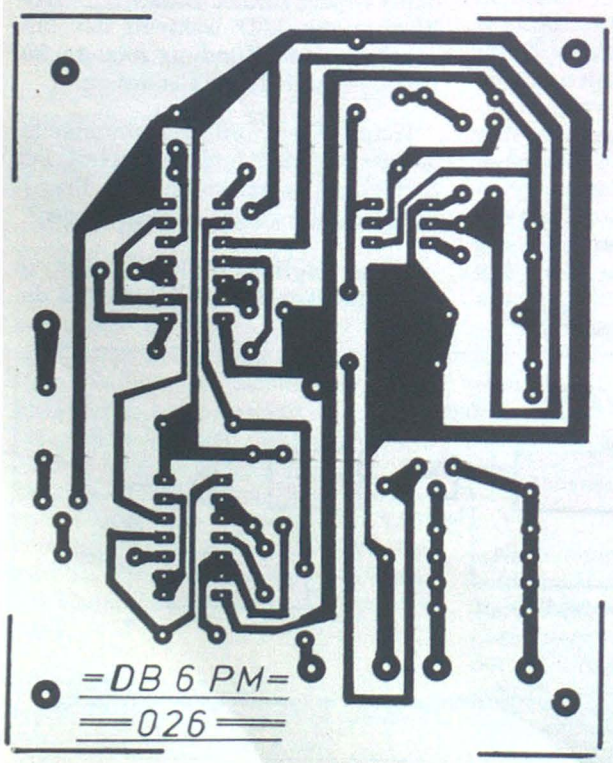


Bild 3. Passende Platine zu der Schaltung nach Bild 2. Sie bietet Platz für bis zu vier Parallelwiderstände, die zusammen 0,1 Ω ergeben müssen

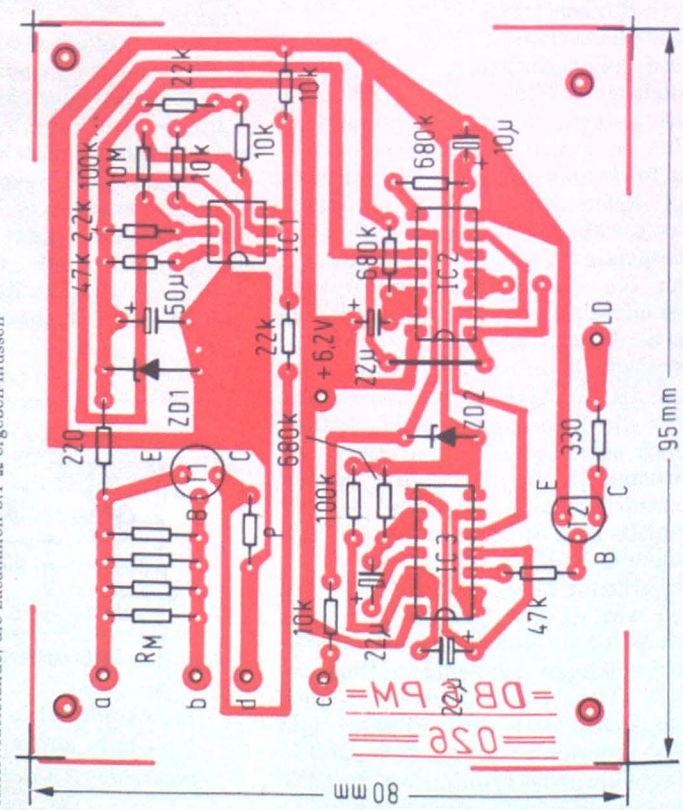


Bild 4. Bestückungsplan der Platine

Ing. (grad.) Conrad Hoesle

Digital-Multimeter mit LCD-Anzeige

1. Teil

Ein wahrhaft universelles und doch stromsparendes Multimeter stellen wir hier vor: Es gestattet die Messung von Gleichspannungen und -strömen, Wechselspannungen und -strömen, Widerständen und Temperaturen. Der Stromverbrauch beträgt nur etwa 5...10 mA bei 9 V.

Seit einiger Zeit gibt es im Handel Digitalvoltmeter-Moduln mit LCD-Anzeige, die mit dem IC ICL 7106 arbeiten. Mit einem Satz Meßwiderstände von 0,5% Toleranz, der bei den Lieferanten des Voltmetermoduls ebenfalls erhältlich ist, kann so ein preiswertes (ca. 100 DM), empfindliches und relativ genaues Multimeter für Spannungen von 100 µV bis 2000 V und Ströme von 100 nA bis 2 A aufgebaut werden, das sich für Batteriebetrieb eignet. Allerdings – ein richtiges Multimeter sollte eben doch etwas mehr können als nur Gleichspannungs- und Strommessungen. Die vorliegende Bauanleitung befaßt sich daher weniger mit dem Grundbaustein als mit den Zusatzschaltungen, mit denen Wechselspannungen und -ströme, Widerstände und Temperaturen gemessen werden können.

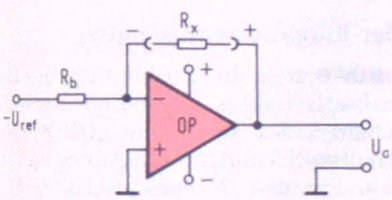


Bild 1. Schaltungsprinzip der Widerstandsmessung

Oberstes Ziel bei der Entwicklung der Zusatzschaltungen war es, den Batteriebetrieb weiterhin zu ermöglichen. Die drei Meßzusätze verbrauchen zusammen mit dem Grundbaustein nur etwa 7...10 mA bei Betrieb mit einer 9V-Batterie. Um die Batterie noch weiter zu schonen, wurde die Möglichkeit vorgesehen, die Betriebsspannungen für jeden Meßzusatz einzeln einzuschalten, so daß dann die Belastung in jeder Meßart unter 5 mA bleibt.

Funktionsweise

Der Grundbaustein

Da die Zusatzschaltungen für den Betrieb mit dem IC ICL 7106 entwickelt wurden, muß kurz auf eine Besonderheit dieses Analog-Digital-Wandlers eingegangen werden. Der negative Eingang des Bausteins wird über eine interne Stabilisierung auf rund 3 V unter der Batteriespannung gehalten. Somit ergibt sich eine asymmetrische Betriebsspannung von +3 V und −6 V, bezogen auf den negativen Eingang. Die „negative" Betriebsspannung kann dabei – je nach Zustand der Batterie – zwischen −7 V und −4 V schwanken. Innerhalb dieser Grenzen traten bei der Musterschaltung keine wahrnehmbaren Meßfehler auf.

Die Widerstandsmessung

Das Prinzip der Widerstandsmessung ist bekannt und bietet keine Besonderheiten (*Bild 1*).

Auf den invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers wird über einen genau bekannten Widerstand R_b eine Referenzspannung U_{ref} gegeben. Der zu messende Widerstand R_X liegt im Rückkopplungszweig zwischen Ausgang und invertierendem Eingang. Da der nichtinvertierende Eingang des OP auf Bezugspotential liegt, stellt sich dessen Ausgangsspannung so ein, daß die Differenz der Eingangspotentiale Null wird. Somit ist die Ausgangsspannung des OP direkt proportional der Größe des zu messenden Widerstandes. Der Widerstand R_b bestimmt dabei den Meßbereich. Nimmt man für R_b z. B. 100 Ω und als Referenzspannung −100 mV, so kann man Widerstände von 0,1 Ω bis 200 Ω messen.

In *Bild 2* ist die komplette Schaltung des Widerstandsmeßteils zu sehen. Die Referenzspannung wird mit OP 1 erzeugt. Er hat die Aufgabe, die mit dem Spannungsteiler R1, P1 erzeugte Spannung von 100 mV zu invertieren und von der Belastung durch die Bereichswiderstände unabhängig zu machen. Wenn die Referenzspannung nicht invertiert wird, werden die Widerstandswerte mit negativem Vorzeichen angezeigt. Die Funktion der Schaltung ändert sich dadurch nicht, allerdings steigt die Spannung bei offenen Meßklemmen an der Plus-Klemme dann auf ca. −6 V (gegen die Minus-Klemme), statt wie hier auf +3 V. Liegt ein zu messender Widerstand zwischen den Meßklemmen, der innerhalb des Meßbereiches liegt, so beträgt die Spannung an den Meßklemmen maximal 200 mV. Dioden und Transistoren werden also (mit Ausnahme mancher Ge-Typen) bei der Messung nicht erfaßt, was ein Vorteil ist, wenn man Widerstände innerhalb einer Schaltung messen will. Der Ausgang des OP 1 liegt an den Bereichswiderständen, die mit

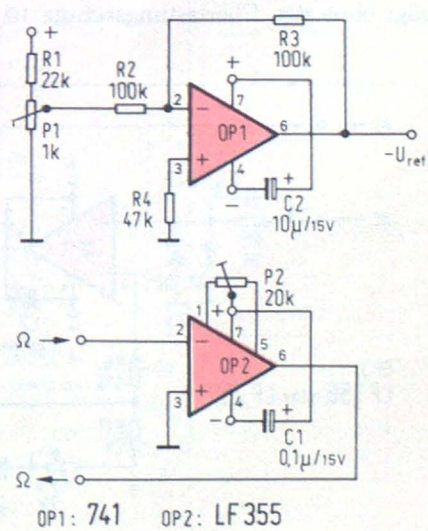


Bild 2. Schaltung des Ω/DC-Wandlers

dem Bereichswahlschalter S 2 umschaltbar sind. Vom Mittenkontakt S 2 geht die eine Verbindung an die negative Meßklemme, die andere an den invertierenden Eingang von OP 2. Hier wird die eigentliche Meßspannung gebildet. Der Ausgang von OP 2 liegt an der positiven Meßklemme und gleichzeitig über S 1 am +Eingang des Grundbausteins. P 1 dient der Einstellung der Anzeige „0.00" bei kurzgeschlossenen Meßklemmen, P2 der Einstellung des Meßbereichsendwertes.

Der AC/DC-Wandler

Auch diese Schaltung bietet keine Besonderheiten bezüglich des Konzeptes. Aus *Bild 3* geht hervor, daß lediglich die Dimensionierung der Bauteile auf den speziellen Anwendungsfall zugeschnitten ist. Durch C 6 ist die Schaltung für Gleichspannungen voll gegengekoppelt, seine Größe bestimmt die untere Grenzfrequenz. Daher sollte C 6 so groß wie möglich bemessen sein. Da aus Platzgründen ein Tantalelko verwendet werden muß, ist 150 µF wohl der größte Wert, der einigermaßen gut zu beschaffen ist. Die untere Grenzfrequenz für 1 % Fehler ist dann 10 Hz. Für C 4 und C 5 können – je nach Erhältlichkeit – Tantal- oder MKH-Kondensatoren verwendet werden. Der eingerahmte Teil der Schaltung mit R 5, C 3, D 1 und D 2 dient dem Schutz des OP vor zu hohen Eingangsspannungen; er kann unter Umständen wilde Schwingungen hervorrufen. Wer den eventuellen Verlust eines Operationsverstärkers bei Fehlbedienung verschmerzen kann, der sollte R 5 durch eine Drahtbrücke ersetzen und C 3, D 1 und D 2 weglassen. Die Spannungsfestigkeit der Schaltung ist dann „nur" 150fach, d. h. im 0.2-V-Bereich 3 V, im 2-V-Bereich 30 V usw. Die Bandbreite der Schaltung beträgt ohne den Überlastungsschutz 10 Hz bis 50 kHz bei 1 % Fehler, allerdings, da der Eingangsspannungsteiler nicht frequenzkompensiert ist, nur im empfindlichsten Bereich. In den anderen Bereichen ist die Bandbreite nur etwa 5 kHz bei 1 % Abweichung. Zur Wahl des Operationsverstärkers ist zu sagen, daß der LF 357 eine wesentlich höhere Bandbreite, allerdings auch einen etwas höheren Stromverbrauch als der LF 356 hat.

Der Temperatur/DC-Wandler

Diese Schaltung ist vom Verhalten her die empfindlichste der drei Wandlerschaltungen. Das Meßprinzip ist einfach: An einem als Diode geschalteten Transistor fällt eine Spannung ab, die einen Temperaturkoeffizienten von –2 mV/K hat. Steigt also am Meßfühler die Temperatur um ein Grad, erniedrigt sich die an ihm abfallende Spannung um 2 mV. Der Grundbaustein hat eine Empfindlichkeit von 200 mV für Vollausschlag. Daher muß der Wandler eine Verstärkung von –0,5 haben, damit er die Temperatur mit 0,1°-Schritten anzeigen kann. Der Meßfühler liegt also am invertierenden Eingang des OP und bekommt seinen Strom über R 15. Der nichtinvertierende Eingang des OP liegt an einer mit R 12, P 5, R 13 und R 14 erzeugten Referenzspannung. Die Verstärkung des OP wird mit R 17, R 16 und P 4 auf 0,5 eingestellt. Bei einer Verstärkung von mehr als 1 würde man den Nullpunkt der Skala mit der Rückkopplung einstellen. Hier ist es jedoch genau umgekehrt. P 4 ist für die Nullpunktseinstellung und P 5 für die Skalendehnung verantwortlich. C 8 und C 9 verhindern Einstreuungen in die doch recht hochohmige Schaltung, ihre Werte sind unkritisch. Für den OP kann zur Not statt des LF 355 der Typ 741 verwendet werden; wer Glück hat und den TL 080 bekommen kann, kann den Stromverbrauch der Schaltung (ca. 3 mA) noch weiter senken. Den Aufbau der Schaltung zeigt *Bild 4*.

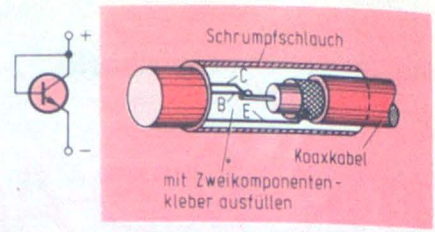
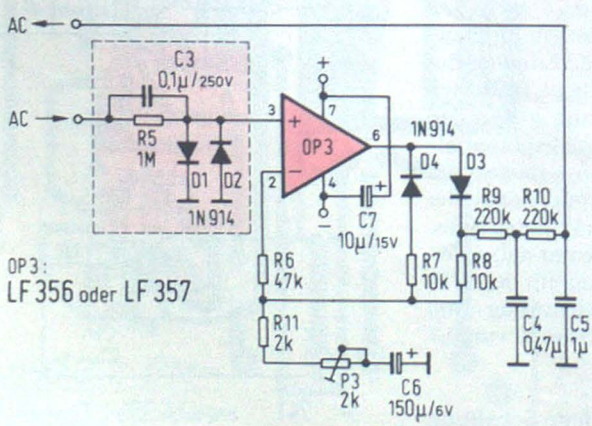


Bild 5. Aufbau des Temperatur-Meßfühlers

Der Aufbau des Meßfühlers ist in *Bild 5* gezeigt. Geeignet ist im Prinzip jeder Si-Transistor, auch Si-Dioden kann man verwenden. Die besten Ergebnisse erhält man mit einem Transistor möglichst hoher Verstärkung im Metallgehäuse. Wenn dazu noch das Gehäuse vom Kollektor isoliert ist, ist es ein (fast) idealer Meßfühler für Temperaturen zwischen –50 und +150 Grad Celsius. Da eine Gleichspannungsmessung stattfindet, ist die Länge der Fühlerleitung praktisch unerheblich. Man kann auch mehrere Temperaturfühler mittels eines Umschalters auf den Eingang des Wandlers schalten. Der Meßfühler wird zwischen den Wandlereingang und Masse gelegt.

Der Eingangswahlschalter

Bild 6 zeigt die Verdrahtung des Betriebsartschalters S 1 und des Bereichschalters S 2 sowie des AC/DC-Umschalters S 3 und des Ein-Aus-Schalters S 4. Für den Betriebsartschalter S 1 kann man einen Stufenschalter mit einer Ebene und 3×4-Kontakten verwenden, eleganter (und teurer) ist jedoch die Verwendung eines Schalters mit zwei Ebenen und 6x4-Kontakten, weil hier auch die Versorgungsspannungen der einzelnen Wandler mit umgeschaltet werden können, was der Lebensdauer der Batterie zugute kommt. Eine



◄ Bild 3. Schaltung des AC/DC-Wandlers

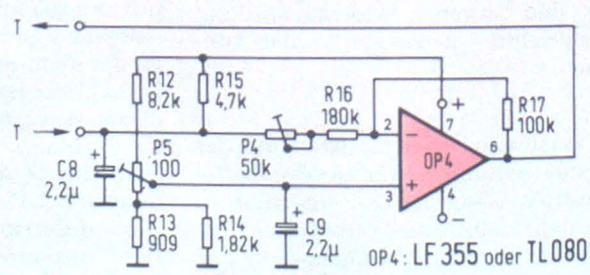


Bild 4. Schaltung des T/DC-Wandlers

Umschaltgruppe des Schalters S 1 ist übrig, sie könnte z. B. noch zur Anzeige der Betriebsart verwendet werden. Mit S 2 werden die Meßbereiche umgeschaltet, dabei ist Stellung 6 nur für die Widerstandsmessung von Bedeutung. Die Widerstände für den Ohm-Meßbereich müssen in umgekehrter Reihenfolge angelötet werden wie die der Spannungs- und Strommeßbereiche, um die gleiche Bezeichnung am Schalter verwenden zu können, nämlich 0,2, 2, 20, 200, 2000 V, mA, kΩ und, nur für Widerstandsmessung, 20 MΩ.

Mit der vierten Kontaktgruppe von S 2 werden die Dezimalpunkte umgeschaltet. Da das Display nur drei Dezimalpunkte hat, ist die Bedeutung des Dezimalpunktes unterschiedlich. In Stellung 0,2 markiert er jeweils die mV-, µA- und Ω-Grenze, in Stellung 2, 20 und 200 die V-, mA- und kΩ-Grenze, in Stellung 2000 die kV-, A- und MΩ-Grenze. Der AC/DC-Umschalter ist ein zweipoliger Kippschalter, der einerseits den Trennkondensator im Eingang des V- und mA-Bereichs überbrückt und andererseits den Ausgang des AC/DC-Wandlers an den Eingang des Grundbausteins schaltet. Nimmt man hier einen vierpoligen Umschalter, so könnte man auch noch die Betriebsspannung des AC/DC-Wandlers damit schalten; eine weitere Stromeinsparung wäre die Folge. Allerdings müssen sowohl S 3 als auch S 2 und S 1 hochwertige Typen mit hohem Isolationswiderstand und niedrigem Kontaktübergangswiderstand sein (Kontaktbelastbarkeit 2 A!)

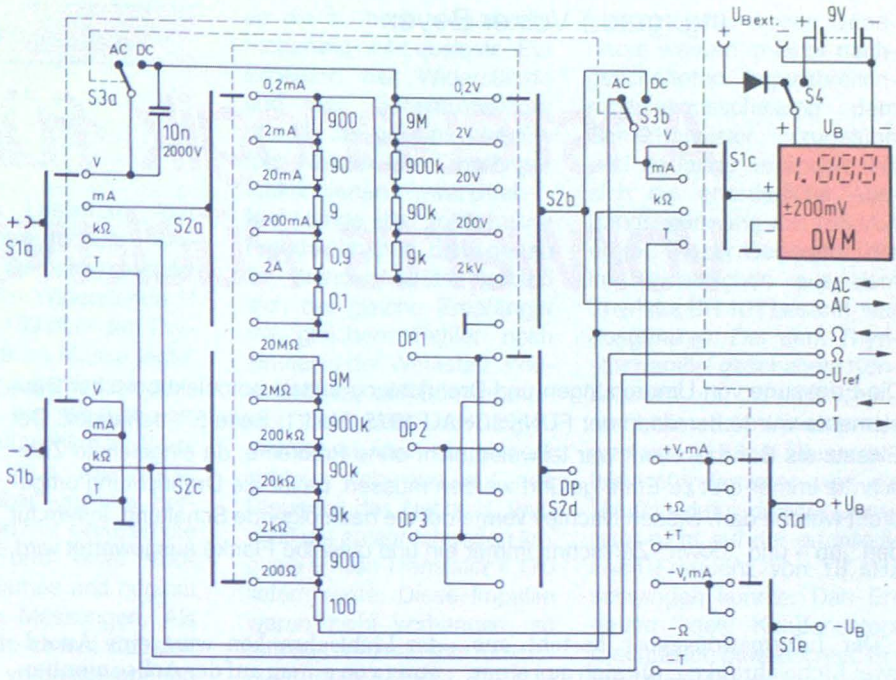


Bild 6. Schaltung der Eingangswahlschalter

S 4 schaltet die Betriebsspannung des ganzen Gerätes ein oder aus, bzw. wie in der im Bild 6 angedeuteten Möglichkeit, zwischen externer und interner Stromversorgung um. Der Verfasser hat an seinem Gerät beim Schalter S 4 zwei Buchsen eingebaut, so daß das Gerät auch von externen Stromversorgungen betrieben werden kann, z. B. von einem stabilisierten Netzgerät oder – wie beim Verfasser – aus einem umgebauten Netzteil eines Taschenrechners. Eine gute Stabilisierung ist in diesem Fall weniger notwendig als eine gute Siebung der Versorgung. Ein Tantalelko 100µ/16 V über die Mittenkontakte von S 4 kann nicht schaden.

Über die Minus-Buchse der externen Versorgung kann auch die eingebaute Batterie überprüft werden: Im Bereich 20 V und S 4 in Stellung „Intern" kann man mit der Plus-Strippe die negative Versorgungsspannung messen. Addiert man 3 V hinzu, hat man die Batteriespannung. Die Diode in der Plus-Zuleitung schützt die Schaltung vor Verpolung. *(Schluß folgt)*

Schaltungskniff

Pegelumsetzer

In digitalen Systemen werden oftmals positive und negative Betriebsspannungen benützt, und auch die resultierenden Logikpegel können daher in einem Schaltungsteil negativ und in einem anderen positiv sein. Um eine Verknüpfung zwischen solchen Teilen herzustellen, wird ein Pegelumsetzer benötigt.

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung setzt negative Eingangssignale in positive Ausgangssignale um und

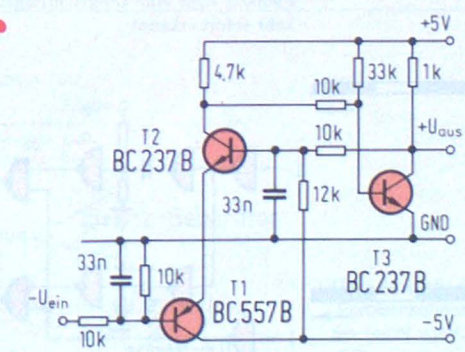
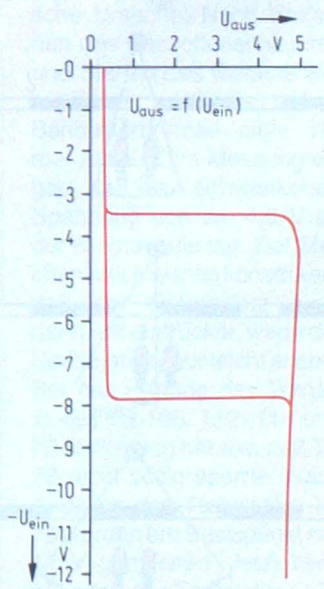


Bild 1. Schaltung zum Umsetzen negativer Eingangspegel in positive Ausgangspegel

Bild 2. ▶ Übertragungscharakteristik des Pegelumsetzers



besitzt, um Störsignale wirksam zu unterdrücken, eine Schmitt-Trigger-Charakteristik (*Bild 2*).

Johannes Steiner

Ing.(grad.) Volker Beyer

Ansteuerlogik für einen Vorwärts-Rückwärts-Zähler

Die Erfassung von Umdrehungen und Drehrichtung mittels optoelektronischer Bauelemente wurde bereits in der FUNKSCHAU 1975, Heft 1, Seite 57, behandelt. Der Einsatz als Bandzählwerk war teilweise nicht ohne Probleme, da eingeleitete Zählschritte immer erst zu Ende geführt werden müssen, bevor die Drehrichtung umgedreht werden darf. Diesen Nachteil vermeidet die nachfolgende Schaltung, indem für den „up"- und „down"-Zählschritt immer ein und dieselbe Flanke ausgewertet wird.

Der Informationsgeber besteht aus zwei Lichtschranken, die sich aus einer Lichtquelle und zwei Fototransistoren zusammensetzen. Je nach Abschattung ergeben sich vier definierte Zustände (*Bild 1*). Es spielt für die Funktion keine Rolle, ob die Lichtschranken von einer Lochscheibe oder einem perforierten Band unterbrochen werden. Bei guter Justierung erreicht man eine maximale Geschwindigkeit von mehr als 5000 Zählschritten pro Sekunde. Anstelle der Lichtschranken wäre eine Anordnung von einem auf der Achse montierten Dauermagneten, der als Geber dient und zwei Hallgeneratoren oder Reed-Relais praktikabel.

Die Lichtschranke I hat nur Sperrfunktion für die erste Flanke der Lichtschranke II (*Bild 2*). Kommt das Loch des Bandes von links, gibt es nur Abwärtsflanken (H→L), kommt es von rechts, erhält man nur Aufwärtsflanken (L→H). Die Schalthysterese des Schmitt-Triggers hält „auf" und „ab" immer weit genug auseinander (*Bild 3*). Mit der (allgemein bekannten) Laufzeitverzögerung des Impulses durch jeweils 3 nachgeschaltete Schmitt-Trigger wird die Flanke differenziert. Es wird nur das eine von den beiden 4-fach-NAND-Gattern aktiv, bei dem der letzte Schmitt-Triggerausgang der Laufzeitkette am NAND vor dem Eintreffen des Impulses „H" ist. So erhält man die Auf- und Abwärtsimpulse an getrennten Ausgängen.

Zwei Eingänge des 4fach-NAND-ICs dienen der Flankendifferenzierung, der dritte zum Sperren der nichtgewünschten Flanken (Impulse). Mit dem vierten Eingang erhält man einen Sperreingang, mit dem beispielsweise das Band (oder der Film) bei der Synchronisierarbeit um ein oder mehr Löcher vor- oder zurückgesetzt werden kann, ohne daß sich der Zählerstand ändert. Diese Ansteuerlogik ist mit nur zwei CMOS- oder TTL-Bausteinen und zwei bis drei Widerständen realisierbar.

Bild 4 zeigt eine andere Lösung. Kondensatoren übernehmen die Differenzierung der Flanken und ersparen aktive Bauelemente.

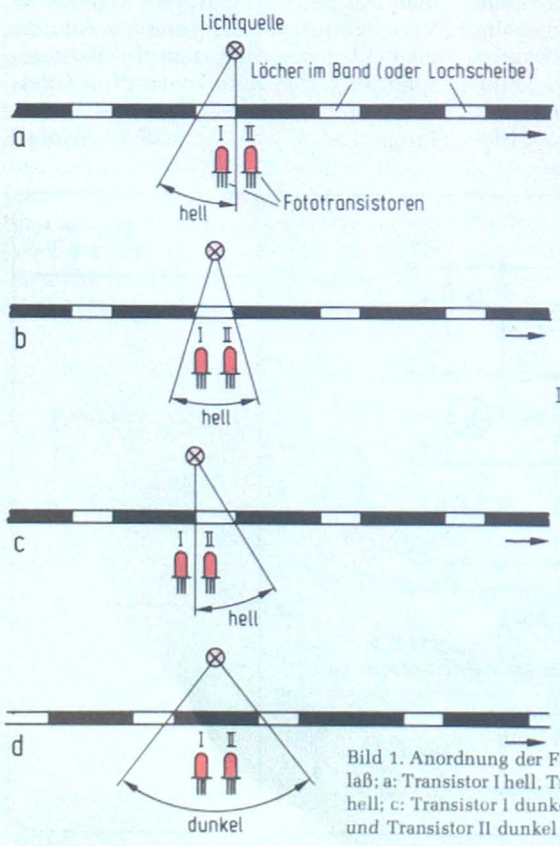


Bild 1. Anordnung der Fototransistoren hinter dem Lichtdurchlaß; a: Transistor I hell, Transistor II dunkel; b: Transistor I und II hell; c: Transistor I dunkel und Transistor II hell; d: Transistor I und Transistor II dunkel

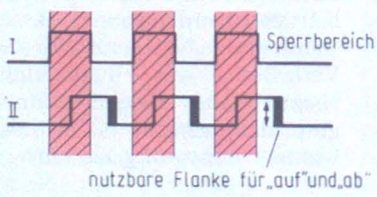


Bild 2. Durch die Auswertung der Flanken wird eine Drehrichtungsumkehr sofort erkannt

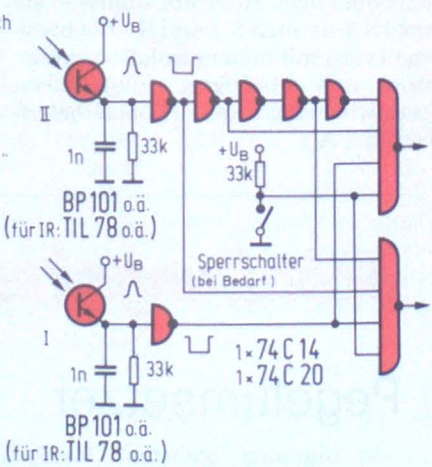


Bild 3. Die 1-nF-Kondensatoren unterdrücken Störimpulse, ohne wesentlich die Zählgeschwindigkeit zu beeinflussen

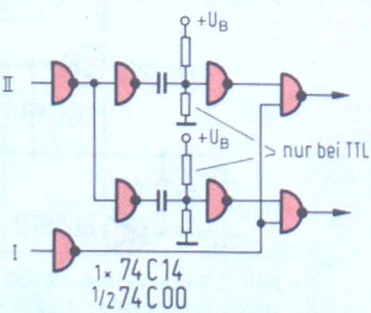


Bild 4. Alternative zu Bild 3. Die Gatter-Verzögerung wird durch Kondensatoren ersetzt

Ing. (grad.) Anton Kussmaul

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

1. Teil

Funkgeräteempfänger im VHF-Bereich arbeiten vorwiegend mit Schmalband-FM. Geräte mit kommerziellen Eigenschaften sind normalerweise sehr aufwendig. Mit dem integrierten Schaltkreis SL 664 wird dieser Aufwand auf ein Minimum reduziert. Nachstehend wird ein VHF-Überwachungsempfänger beschrieben, der sich sowohl für den kommerziellen Einsatz als auch für den Amateurfunk eignet.

Integrierte Schaltkreise und Schmalband-FM

Es ist z. Zt. eine ganze Reihe von integrierten Schaltkreisen für die Zf-Verstärkung und -Demodulation auf dem Markt. Die wenigsten dieser Schaltkreise werden jedoch den speziellen Gegebenheiten von Schmalband-FM gerecht. Ebensowenig sind meist die Forderungen von Funkgeräten berücksichtigt, wie geringer Stromverbrauch, Squelch usw. Dies bewog Plessey Semiconductors, eine eigens dazu entwickelte IC-Serie vorzustellen. Jeder Schaltkreis enthält einen vollständigen Zf-Verstärker und einen Demodulator sowie das Squelchsystem zur Rauschunterdrückung. Der Schaltkreis SL664 beinhaltet sogar noch einen Nf-Verstärker, der direkt einen 8-Ω-Lautsprecher ansteuern kann.

Im allgemeinen treten bei Schmalband-FM aufgrund des geringen Frequenzhubes die größten Probleme bei der eigentlichen Demodulation auf. Um aber übliche Kanalraster ordnungsgemäß zu belegen, muß mit sehr kleinen Hüben gearbeitet werden. Sollen z. B. noch die Seitenbänder übertragen werden, die nur 10 % der Trägeramplitude erreichen, so ist die Bandbreite annähernd:

$$b = 2\,(f_T + f_{smax}) \qquad (1)$$

mit b = Bandbreite, f_T = Hub, f_{smax} = maximale Signalfrequenz.

Mit ca. 5 kHz Hub in einem 20-kHz-Kanalraster erreicht man „Telefonqualität". Bei integrierten Demodulatoren ist man nun sehr eingeschränkt in der Verwendung von Kondensatoren, zusätzlichen Spulen usw. Außerdem soll der Abgleich so einfach wie möglich sein. Meist wird daher der Quadratur- bzw. Koinzidenzdemodulator [2] verwendet.

Dieser benötigt extern nur einen LC-Kreis, der auf die Zf abgeglichen ist. Die Phasenschieberkondensatoren sind für eine Zf von 10,7 MHz sehr klein. Beim SL 664 genügen 2 pF und konnten somit integriert werden (was die Verwendung bei einer Zf unter 4,5 MHz allerdings ausschließt).

An den Flanken dieses Kreises muß nun eine Phasenverschiebung erfolgen, deren Größe direkten Einfluß auf die resultierende Nf hat. Für große Hübe, wie beim Rundfunk, kann ein weiter Bereich des LC-Kreises genutzt werden bzw. die unvermeidliche Bedämpfung des Kreises ist nicht von Nachteil. Bei Schmalband-FM muß dieser Kreis eine hohe Güte, d. h. steile Flanken haben, um auch bei den kleinen Hüben noch eine ausreichende Phasendrehung zu erreichen. Hier scheitert nun die Verwendung von Schaltkreisen, die für Rundfunk entwickelt wurden: Der LC-Kreis wird durch die üblichen Schaltungstechniken zu stark bedämpft. Der SL-664-Quadraturdemulator bedämpft diesen LC-Kreis mit nur ca. 50 kΩ. Dies hat eine so hohe Güte zur Folge, daß auch bei kleinen Hüben ausreichende Ausgangssignale zu erwarten sind.

Der vollständige Empfänger

Die Schaltung arbeitet, mit geringfügig geänderter Beschaltung, im ganzen VHF-Bereich. Um einen Dimensionierungsvorschlag geben zu können, ohne die postalischen Bestimmungen zu ver-

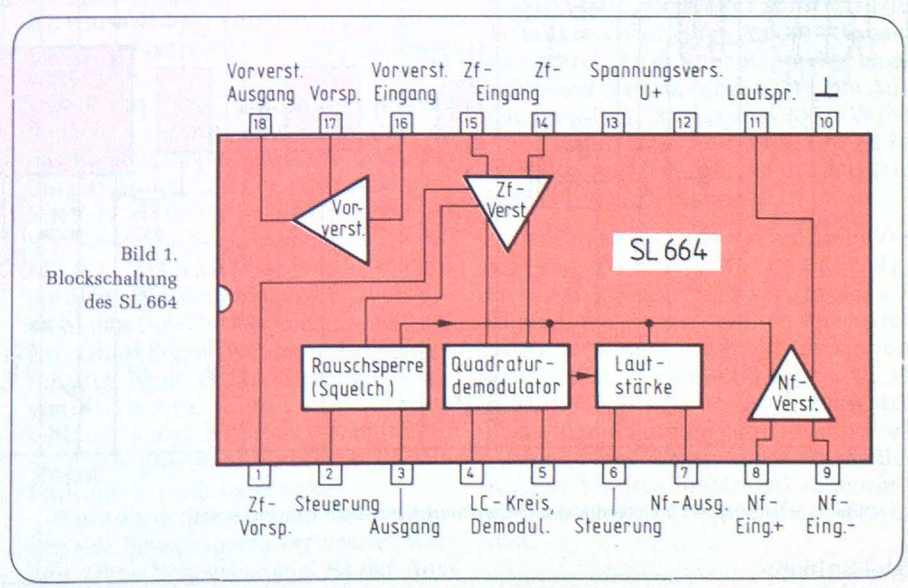


Bild 1. Blockschaltung des SL 664

letzen, wird das Gerät für das 2-m-Amateurband beschrieben. Der Empfänger hat eine Empfindlichkeit von ca. 0,4 µV für 20 dB Signal-/Rauschabstand. *Bild 1* zeigt die Blockschaltung des SL 664, *Bild 2* die Schaltung des vollständigen Empfängers.

Der Eingangskreis ist zweifach abgestimmt. Danach gelangt das Signal auf einen Dual-Gate-MOS-Feldeffekttransistor, der das Eingangssignal um 18 dB verstärkt. Dann folgt ein weiterer, zweifach abgestimmter Kreis, der das Signal auf den Mischer T 3 leitet. Dieser MOSFET besitzt eine Mischverstärkung von ca. 12 dB.

Als Oszillator arbeitet ein PNP-VHF-Transistor (T 2). Das Zf-Signal von 10,7 MHz wird über ein Quarzfilter direkt dem Vorverstärker des SL 664 zugeführt.

Für den Transistor T 1 wurde ein Dual-Gate-MOSFET gewählt, da sich hiermit sowohl hinsichtlich des Rauschverhaltens (4...6 dB) als auch der Intermodulation leicht gute Eigenschaften erreichen lassen. Für T 1 und T 2 wurde je ein 3 N 210 gewählt. Allerdings eignen sich die Typen 3 N 211, 3 N 201, BF 900 oder 40673 ebenso.

Der Hf-Vorverstärker besteht aus T 1, den Widerständen R 1 und R 2, die die Vorspannung für das zweite Gate erzeugen, sowie Entkoppelkondensatoren. Sowohl für den Eingangskreis als auch für den Koppelkreis (L_1, L_2 + L_3, L_4) wurden Spulen der Firma TOKO verwendet (Typ S 18, Bestell-Nr. 3015N-0300). Es sollten nur Keramik-Kondensatoren verwendet werden. L_1 und L_2 befinden sich zusammen in einem Aluminium-Abschirmbecher (12,7 × 25,4 × 19 mm, „ZF-Abschirmbecher"), ebenso L_3 und L_4. Für das 2-m-Band gelten folgende Dimensionierungen: C 2 = 12 pF, C 3 ca. 6...8 pF, C 7 = 8,2 pF, C 8 = 6,8 pF. C 4 und C 9 sind Streukapazitäten und somit nicht als Bauteil ausgeführt; Abstand der Spulen = 13 mm.

Alle Spulen (L_1...L_4) haben einen Durchmesser von 6,5 mm. L_1 bis L_4 haben je $3^1/_2$ Windungen (0,7-mm-Draht, versilbert), wobei die Antenne eine $^3/_4$ Windung vom masseseitigen Ende von L_1 angelötet wird.

Der Oszillator (T 2) arbeitet in einer Standardschaltung, allerdings mit einer Ausnahme: Normalerweise läßt man den Oszillator z. B. auf $^1/_3$ der gewünschten Frequenz schwingen, um das Signal zu verdreifachen. Diese Technik setzt allerdings zusätzliche Bauteile voraus, insbesondere abgestimmte Kreise. Um sowohl den Platzbedarf gering zu halten als auch den Nachbau so einfach wie möglich zu gestalten, wurde ein Oszillator gewählt, der *direkt* auf der Empfangsfrequenz abzüglich 10,7 MHz schwingt, für z. B. 145,750 MHz (Stadtrelais München) also auf 145,750 MHz – 10,7 MHz = 135,050 MHz. Im Musteraufbau wurde ein 7. Obertonquarz eingesetzt. Da solche Quarze nicht handelsüblich sind, muß man sie sich also anfertigen lassen. Aus diesem Grunde hier noch folgender Hinweis:

Übliche Toleranzen sind 10 ppm bei Nenntemperatur, 20 ppm im Bereich –20°C bis +70°C. Die Angabe einer Bürdekapazität entfällt, da es sich um einen Serienschwinger handelt. Wichtig ist, daß – wie erwähnt – der Quarz tatsächlich auf der gewünschten Frequenz schwingfähig ist; Standardquarze, wie sie z. B. in japanischen Transceivern eingesetzt sind, können nicht verwertet werden, da diese meist mit Frequenzvervielfachern arbeiten. Der Einzelstückpreis liegt bei ca. DM 25,– bis DM 45,– (KVG-Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim, Postfach 7, 6924 Neckarbischofsheim).

Je nach verwendetem Quarz liegt der Wert für C 12 zwischen 1,8 pF (im Mu-

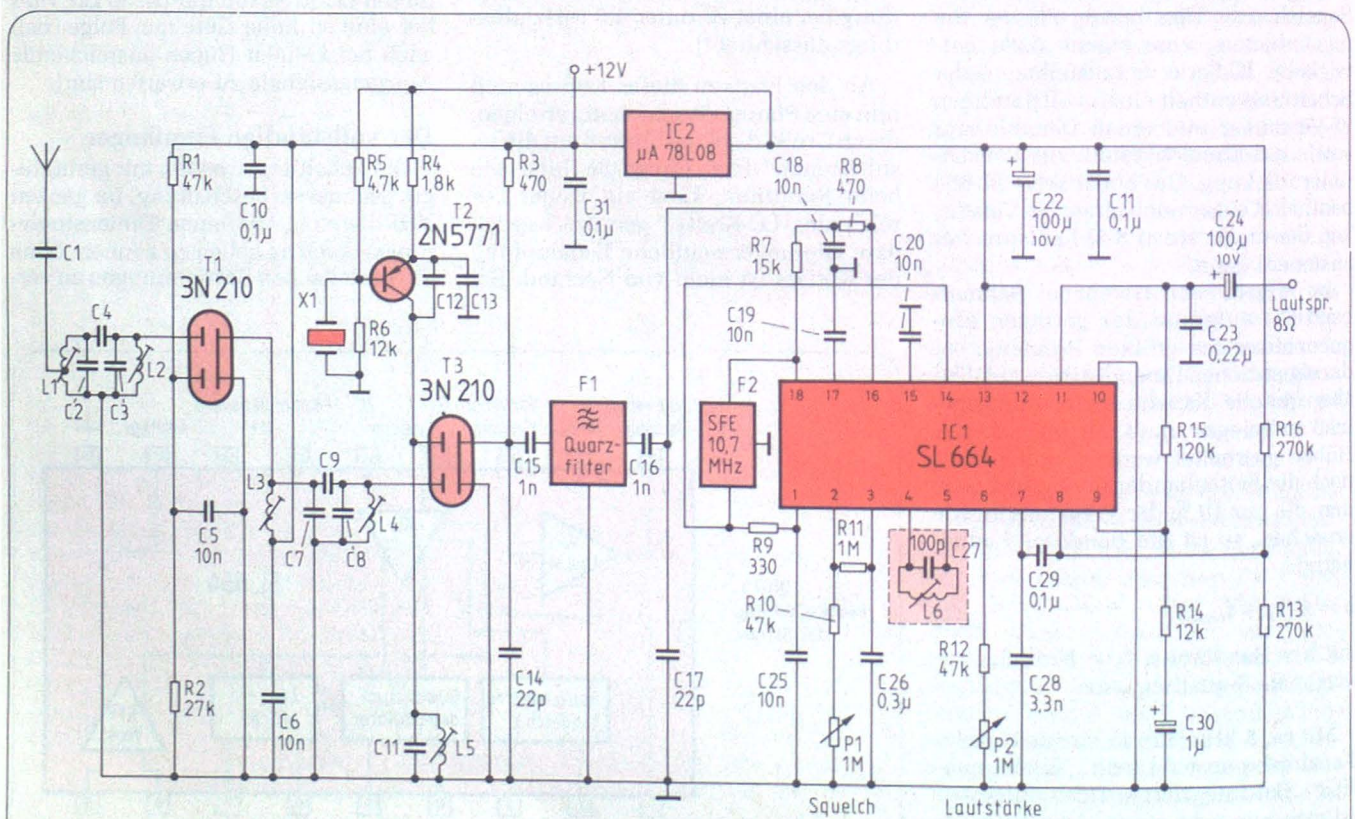


Bild 2. Schaltung des vollständigen 2-m-Empfängers für einen Empfangskanal

stergerät) und max. 10 pF. C 13 kann normalerweise entfallen, bei Schwingungsproblemen sei hier ein Wert bis max. 22 pF empfohlen. L 5 wird auf die gewünschte Schwingfrequenz abgeglichen. L 5 ist ebenfalls auf einen Spulenkörper vom gleichen Typ wie bei L1...L4 gewickelt (ca. $3\,^1/_2$ Windungen). L 5 und C 11 (ca. 2,7 pF) befinden sich ebenfalls in einem Abschirmbecher. Es sollte wegen des Oszillators darauf geachtet werden, daß die Versorgungsspannung (+ 12 V) stabil ist und für Hf einen niedrigen Innenwiderstand hat.

Als Mischer kommt wieder ein Dual-Gate-MOSFET zur Anwendung (T 3). Beide Gates liegen gleichspannungsmäßig auf Masse. Der Oszillator steuert das Gate 2 mit einer Signalspannung von Ueff = 2 V an. Wird eine bessere Mischverstärkung gewünscht oder soll mit geringerer Oszillatoramplitude gearbeitet werden, kann Gate 2 auf 2,5...4,5 V vorgespannt werden, was allerdings die Großsignaleigenschaften verschlechtert. Das Mustergerät produzierte praktisch keine Intermodulation, wenn z. B. 50 kHz und 100 kHz außerhalb des Empfangskanals Signale mit je 100 mV anlagen. Durch Reduzierung der Eingangsverstärkung ist natürlich eine Verbesserung möglich, allerdings auf Kosten der Empfindlichkeit.

Als Zf-Filter wurde im Mustergerät ein übliches Quarzfilter eingesetzt. Wichtig ist, daß es die für das zu empfangende Signal nötige Bandbreite hat. Die Leiterplatte wurde für ein Standard-Filter ausgelegt. Es besitzt normalerweise eine Impedanz von 470 Ω/25 pF und eignet sich für den Ausgang von T 3 sowie den Eingang des SL 664. Natürlich können auch andere Filter, wie z. B. der Typ XF 10,7/S 96 von KVG (s.o.), eingesetzt werden. Verwendet man allerdings Filter mit anderen Impedanzen, können Probleme mit der Anpassung entstehen, da zwar C 14 und C 17 entsprechend geändert werden können, für R 3 und R 8 aber kein Wert über 820 Ω eingesetzt werden darf, ohne nicht die Funktion von T 3 und IC 1 zu verschlechtern. Werden R 3 und R 18 andererseits verringert, geht die Verstärkung wesentlich zurück.

Vom Filter gelangt das Signal auf den Vorverstärkereingang (Pin 16) von IC 1. Der Vorverstärker des SL 664 hat eine Verstärkung von 46 dB, die Ausgangsimpedanz ist 330 Ω und paßt somit genau mit den handelsüblichen Keramik-Zf-Filtern zusammen; diese sind ja in FM-Rundfunkgeräten allgemein üblich. Dieses Filter liegt zwischen dem Vorverstärker-Ausgang (Pin 18) und dem Eingang des eigentlichen Zf-Verstärkers (Pin 14). Über R 7 und R 8 wird – vom eigenen Ausgang – die nötige Vorspannung für den Vorverstärker erzeugt. R 8 bestimmt die Eingangsimpedanz des SL 664 und C 18 entkoppelt diese Vorspannungserzeugung. Entsprechend bewirken R 9 und C 25 Vorspannungserzeugung und Entkopplung bzw. Anpassung für den Haupt-Zf-Verstärker.

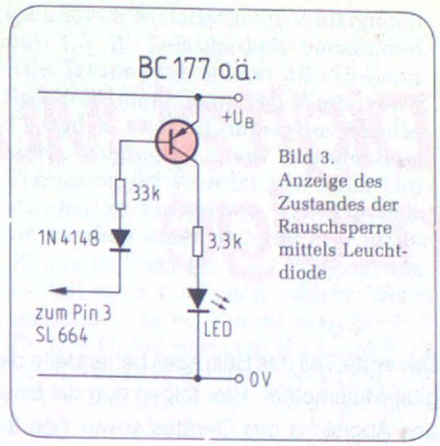


Bild 3. Anzeige des Zustandes der Rauschsperre mittels Leuchtdiode

Für das Filter F 2 genügt ein preiswertes Keramikfilter (z. B. SFE 10,7 MA) vollauf, da ja F 1 die eigentliche Selektion bestimmt. F 2 dient nur zur Begrenzung der Rauschbandbreite. Der eigentliche ZF-Verstärker hat ca. 60 dB Verstärkung, woraus für den SL 664 eine Empfindlichkeit von ca. 10 µV resultiert. Allerdings bedingen eine so hohe Verstärkung und Empfindlichkeit eine sorgfältige Entkopplung (C 19, C 20).

Auf den Zf-Verstärker folgt nun der Quadratur-Demodulator und die Rauschsperre (Squelch). Die Rauschsperre wird beim SL 664 vom Träger gesteuert und mittels P 1 eingestellt. Da das Rauschsperrensystem sehr stabil ist, wurde P 1 zum Einbau in die Leiterplatte vorgesehen; er wird einmalig eingestellt.

R 11 bestimmt die Hysterese der Rauschsperre (also die Größe, um die das Eingangssignal absinken muß, um die Nf-Stufen wieder abzuschalten). Mit R 11 = 390 kΩ ist die Hysterese bei 8 V Versorgungsspannung ca. 7...9 dB. Mit R 11 = 1,5 MΩ werden ca. 4...6 dB erreicht. Die Rauschsperre steuert sowohl den Detektor als auch die Nf-Stufen. Ohne Signal werden diese ausgeschaltet, wodurch die Stromaufnahme von IC 1 auf ca. 3,5 mA sinkt. „Eingeschaltet" steigt der Stromverbrauch auf ca. 8 mA plus dem Verbrauch der Nf-Endstufe je nach Lautstärke.

Pin 3 kann zur Anzeige des Zustandes der Rauschsperre verwendet werden. Ohne Eingangssignal ist der Ausgang dann max. auf 1,5 V, mit Signal min. 4,5 V. Über einen Treiber (*Bild 3*) kann hier z. B. eine Leuchtdiode angeschlossen werden. C 26 an Pin 3 verhindert ein „Flattern" der Rauschsperre bei schneller Änderung des Eingangssignals.

Der Demodulator ist mit Ausnahme des Quadraturkreises voll integriert. Im Mustergerät wurde eine FM-Zf-Spule Typ TOKO 854402 SEJ eingesetzt. Hier ist der Kondensator abstimmbar. Die Spule zwischen Pin 4 und Pin 5 befindet sich in einem Abschirmbecher. Natürlich ist jede andere Anordnung, als der genannte Typ einsetzbar. Die speziellen Eigenschaften des SL 664 in bezug auf die Demodulation wurden bereits erwähnt. Mit der angegebenen Beschaltung kann bei nur 2 kHz Hub leicht ein Signal-/Rauschabstand von 50 dB erreicht werden. Um gleiche Eigenschaften mit ähnlichen Schaltkreisen zu erreichen, müßte sonst entweder ein teurer Quarz als Quadraturelement eingesetzt oder auf eine Zf von 455 kHz übergewechselt werden (Doppelsuper).

Das gewonnene Zf-Signal gelangt nun über den Lautstärkeeinsteller auf die Nf-Endstufe. C 28 siebt noch evtl. verbleibende Hf aus, C 29 ist der Koppelkondensator zur Nf-Endstufe. Die Verstärkung des Vorverstärkers und somit die Lautstärke wird durch P 2 beeinflußt (größter Widerstandswert entspricht voller Lautstärke), P 2 ist nicht zum Einbau in die Leiterplatte vorgesehen.

Der Arbeitspunkt der Nf-Endstufe wird mittels R 16 und R 13 eingestellt. R 14, R 15 mit C 30 bewirken eine Gegenkopplung. Die Nf-Verstärkung kann mittels R 14 geändert werden, dieser darf aber nicht kleiner als 1,2 kΩ sein (= max. Ausgangsleistung), sonst wird der Schaltkreis überlastet. An den Ausgang kann direkt ein 8-Ω-Lautsprecher angeschlossen werden (über C 24). Die Ausgangsleistung ist maximal 200 mW (bei 8 V Versorgungsspannung). Um Hf-Instabilität vorzubeugen, ist der Ausgang noch mit C 23 entkoppelt.

Der Empfänger arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 11...15 V. IC 2 ist ein 8-V-Regler und versorgt das IC SL 664. An einigen Stellen der Leiterplatte sind die Versorgungsspannungen gegen Masse entkoppelt (C 10, C 31, C 22, C 21). Ist der Innenwiderstand der Spannungsquelle höher als einige Ohm, sollte diese zusätzlich noch mit einem Elektrolytkondensator von wenigstens 220 µF entkoppelt werden.

(Schluß folgt)

Ing. (grad.) Conrad Hoesle

Digital-Multimeter mit LCD-Anzeige

2. Teil

Der erste Teil des Beitrages behandelte die Schaltung und die Funktionsweise des Digital-Multimeters. Hier folgen nun die Beschreibung des mechanischen Aufbaus und des Abgleichs des Gerätes sowie Tips für den Nachbau.

Mechanischer Aufbau

Bild 7 zeigt die Platine, *Bild 8* den Bestückungsplan. Der Aufbau der Schaltung ist unkritisch. Dank der geringen Abmessungen sowohl des Grundbausteins als auch der Wandlerschaltung kann das Gerät auf engstem Raum aufgebaut werden. Allerdings ist auf genügend Einbautiefe für S 1 und S 2 zu achten. Die Meßwiderstände sind direkt an die Kontakte von S 2 zu löten, ebenfalls der Trennkondensator an S 3. Der Verfasser verwendete ein Teko-Pultgehäuse mit den Frontplattenabmessungen 9,5 cm × 16 cm und 5 cm Höhe an der höchsten Stelle. Die Befestigungslöcher in der Wandlerplatine sind für dieses Gehäuse gedacht, sie kann direkt an den vorgesehenen Punkten am Boden mit Blechschrauben befestigt werden. Die Potentiometer zum Abgleich sind alle auf einer Seite der Platine angebracht, so daß sie durch Bohrungen in der Gehäusewand leicht erreichbar sind. Die Drahtverbindungen sollten so kurz wie möglich gehalten werden und einen ausreichenden Querschnitt haben.

Abgleich des Gerätes

Ω-DC-Wandler

Bei kurzgeschlossenen Meßklemmen ist mit P 2 der Nullpunkt einzustellen, dann wird ein bekannter Widerstand (z. B. 0,5 %) an die Eingangsklemmen gelegt und mit P 1 die Anzeige eingestellt. Je näher der für die Eichung verwendete Widerstand am Meßbereichsende liegt, desto besser ist die Genauigkeit der Einstellung. Welcher Meßbereich verwendet wird, ist unerheblich.

AC-DC-Wandler

Der Abgleich ist sehr einfach: Eine bekannte Sinusspannung mit einer Frequenz zwischen 50 Hz und 1000 Hz wird an die Eingangsklemmen gelegt und P 3 auf die richtige Anzeige abgeglichen. Im Notfall tut's provisorisch auch die Netzspannung. (2000-V-Bereich einschalten! Genauigkeit hier etwa ±5 %.)

T-DC-Wandler

Dies ist der schwierigste Abgleich, weil es nur zwei leicht „beschaffbare" Temperaturen mit guter Genauigkeit gibt, wenn man kein geeichtes Ther-

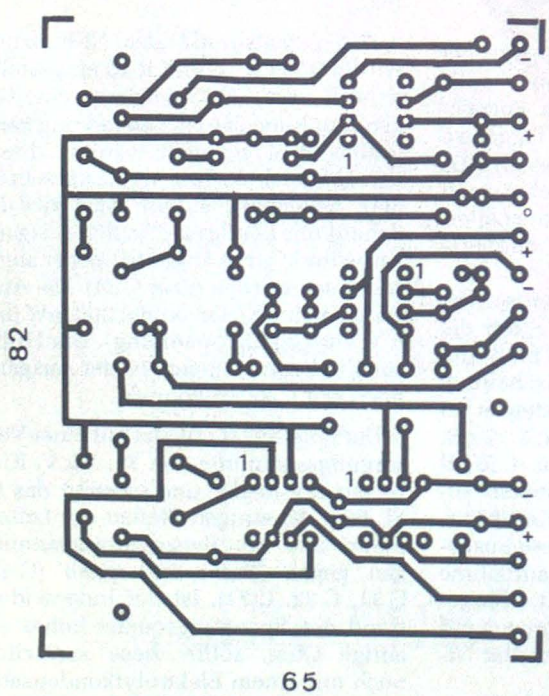


Bild 7. Platinenlayout

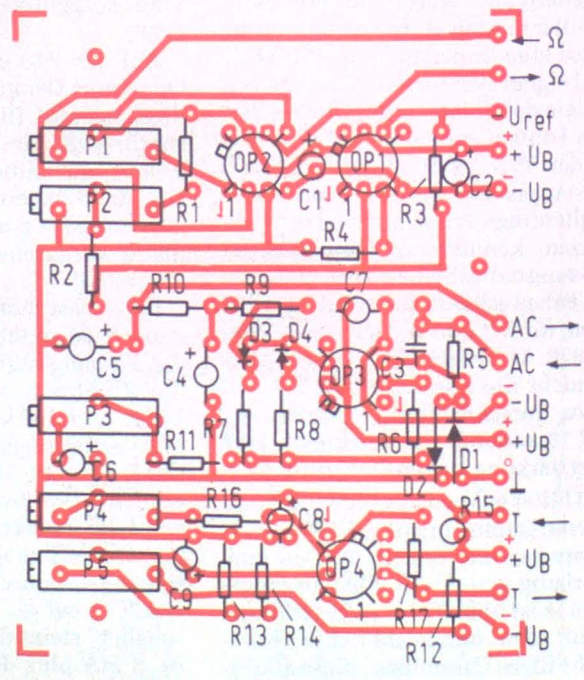


Bild 8. Bestückungsplan

mometer besitzt: schmelzendes Eis und kochendes Wasser. Der Temperaturfühler muß für diese Eichung wasserfest und hitzebeständig sein. Für die Null-Grad-Einstellung nimmt man einen Becher mit Eiswürfeln, die in Wasser schwimmen (wenig Wasser, viel Eis!). Die Mischung sollte einige Minuten stehen, und der Fühler soll einige Minuten eintauchen, sonst ist keine stabile und genaue Anzeige zu erwarten. Dann wird mit P 4 der Nullpunkt eingestellt. Anschließend taucht man den Fühler in kochendes Wasser und gleicht, nachdem die Anzeige zur Ruhe gekommen ist, mit P 5 die Anzeige auf 100° ab. Das Ganze ist mehrere Male zu wiederholen, da sich die Einstellungen von P 4 und P 5 gegenseitig beeinflussen. Es ist so lange wechselseitig abzugleichen, bis sich die Werte nicht mehr ändern. Das Ganze ist ein ziemliches Geduldspiel und wegen des kochenden Wassers auch nicht gerade angenehm. Die Anzeigegenauigkeit und Linearität wurde vom Verfasser mittels eines geeichten Thermometers mit 0,1-Grad-Unterteilung überprüft und für gut befunden. Die Abweichung beträgt maximal ±0,1 Grad! Die Stellung des Bereichschalters hat auf die Temperaturmessung keinen Einfluß, außer daß u. U. der Dezimalpunkt nicht an der richtigen Stelle erscheint. S 2 sollte daher auf 0,2 oder 200 stehen. Die Stellung des AC-DC-Umschalters ist beliebig.

Tips für den Nachbau

Es gibt in der gesamten Schaltung nur drei Widerstände, deren Stabilität keinen Einfluß hat, daher sollte man ausschließlich Metallschicht-Widerstände mit 1/4 W Belastbarkeit verwenden. Alle Trimmpotis sollten 10...15-Gang-Spindeltrimmer sein. Die Werte von R 13 und R 14 im Temperatur-Wandler sind abhängig vom verwendeten Transistor, ihr Wert ist also unter Umständen zu korrigieren. Der Verfasser verwendete einen BC 109 C. Auf der Platine ist Platz für zwei Widerstände, so daß man hier auch andere Werte verwenden kann. Nimmt man für P 5 ein 500-Ω-Poti und statt R 13 und R 14 einen 510-Ω-Widerstand, so ist der Abgleich einfacher, aber nicht so feinfühlig.

Die Werte der Kondensatoren in der Schaltung sind unkritisch, Abweichungen von den angegebenen Werten nach oben oder unten sind durchaus zulässig. Die Platine ist für die Aufnahme von MKH-Typen bzw. Tantal-Elkos vorgesehen. Größere Bauformen sind zu vermeiden.

Beim Aufbau der Schaltung ist auf eine kurze Leitungsführung nur bei der Zuleitung des Meßsignals zum AC-DC-Wandler zu achten. Alle anderen Leitungen sind unkritisch. Allerdings sollte man bei der Leitungsführung für die Dezimalpunktumschaltung darauf achten, daß diese Leitungen, die Wechselspannung führen, nicht in der Nähe der Eingangszuleitungen zu den Wandlern oder zum Grundbaustein geführt werden. Beim Mustergerät zeigte sich eine darauf basierende Einstreuung in den Ω-DC-Wandler. Im 20-MΩ-Meßbereich sollte man, wenn es geht, auf Meßleitungen verzichten und die zu messenden Widerstände direkt an die Meßbuchsen klemmen, da sonst eine unruhige Anzeige auftreten kann. Eine andere Lösung wäre, abgeschirmte Meßleitungen zu verwenden.

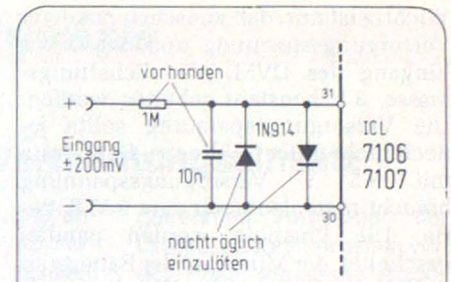


Bild 9. Schaltungsdetail des Grundbausteins mit den nachträglich einzulötenden Schutzdioden

Der DVM-Grundbaustein

Das LCD-Display ist sehr bruchempfindlich, der Verfasser hat diese Erfahrung leider am eigenen Display machen müssen. Es sollte also geschützt eingebaut werden. (Kosten für den Ersatz: ca. DM 30,– und Einbauzeit!)

Der Eingang des Grundbausteins ist gegen Überspannung nur bis zur Höhe der Betriebsspannung geschützt. Was darüber geht, ist von Übel! Dagegen hilft der Einbau von zwei Schutzdioden, wie in *Bild 9* dargestellt. Dadurch ändert sich jedoch die Anzeige etwas. Das kann man aber korrigieren, indem man folgendermaßen vorgeht: Man mißt eine gut konstante Spannung, die in der Nähe von 200 mV liegen sollte, vor dem Einbau der Dioden. Nach dem Einbau mißt man wieder und gleicht mit dem auf dem Grundbaustein vorhandenen Trimmer wieder auf gleiche Anzeige ab.

Und wenn man nun schon ein Digital-Voltmeter hat? Nun, die Schaltung der Meßwandler ist nicht auf den Betrieb mit dem vom Verfasser verwendeten Grundbaustein beschränkt. Man kann z. B. auch das Digitalvoltmeter aus FUNKSCHAU 1978, Heft 8/9, damit anreichern, ebenso ein anderes DVM. Hat man z. B. ein Gerät mit 2 V Eingangsempfindlichkeit, so muß man R 1 und P 1 so ändern, daß sich am Schleifer von P 1 1 V einstellen läßt. Und bei der Temperaturmessung muß R 17 geändert werden, so daß sich eine Verstärkung von 5 ergibt. Man kann für R 17 1 MΩ einsetzen. Die Wirkung von P 4 und P 5 kehrt sich dann um, an P 5 wird der Null-Grad-Punkt und an P 4 die 100-Grad-Anzeige eingestellt.

Technische Daten

Anzeige: $3^1/_2$stellig, größte Anzeige ±1.999
Spannung:
DC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils ±0,2/2/20/200/2000 V,
Eingangswiderstand 10 MΩ, Genauigkeit 0,5 % + 1 Digit
AC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 V,
Eingangswiderstand 10 MΩ, Genauigkeit 1 % zwischen 10 und 5000 Hz im kleinsten Meßbereich
Strom:
DC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils ±0,2/2/20/200/2000 mA,
Eingangswiderstand 50 Ω/mA, Genauigkeit 0,5 % +1 Digit
AC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 mA,
Eingangswiderstand 50 Ω/mA, Genauigkeit 1 % zwischen 10 und 5000 Hz
Widerstand:
6 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 kΩ/20 MΩ,
Genauigkeit 0,5 % +1 Digit, Meßspannung max. 200 mV, + an roter Klemme
Temperatur:
1 Bereich, –50...+150 Grad Celsius, Auflösung 0,1 Grad, maximale Abweichung ±0,1 Grad

Verwendete Spezialteile

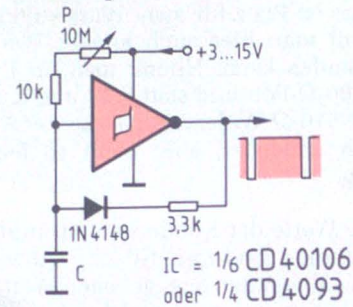
1 St. DVM-Grundmodul mit ICL 7106 und FK-Anzeige
2 St. Meßwiderstandsketten, Toleranz 0,5 %, Werte: 9 MΩ, 900 kΩ, 90 kΩ, 9 kΩ, 900 Ω, 9 Ω, 0,9 Ω, 0,1 Ω
(Helmut Stache-Elektronik, Helmholtzstr. 2–9, Postfach 12 77 65, 1 Berlin 10, oder OK-Elektronik, Postfach 2765, 45 Osnabrück)

Wichtig ist nur, daß zwischen positiver Versorgungsspannung und negativem Eingang des DVM, also Schaltungsmasse, 3 V konstant gehalten werden. Die Versorgungsspannung sollte jedoch nicht unter 6 V liegen. Für Geräte mit +5 V Versorgungsspannung braucht man also noch eine 9-V-Batterie. Die Pluspole werden parallel geschaltet, der Minuspol der Batterie an die Minuseingänge der Wandlerschaltungen gelegt. Schaltungsmasse ist auf jeden Fall der Minus-Eingang des DVM. Hat man hier eine andere Spannung, so müssen R 1, P 1, R 12, P 5, R 13, R 14 und R 15 entsprechend geändert werden. Ein Anhaltspunkt: Durch den Temperaturfühlertransistor sollten ca. 500 µA fließen. An P 5 muß die gleiche Spannung eingestellt werden können, die am Temperaturfühler abfällt. An P 1 muß eine Spannung von ca. 100 mV bzw. 1 V einstellbar sein.

Impulsgenerator mit weitem Frequenzbereich

Mit minimalem Aufwand, nämlich einem CMOS-Schmitt-Trigger und einigen passiven Bauelementen, können Rechteckimpulse konstanter Dauer erzeugt werden. Mit einem Potentiometer, im *Bild* mit P bezeichnet, läßt sich der Impulsabstand im Bereich 1:1000 verstellen. Die Speisespannung kann 3...15 V betragen, sie beeinflußt etwas die Impulsdauer und die Frequenz. Bei einem Kondensator von 10 nF ergibt sich z. B. eine Impulsbreite von 10 bis 20 µs, während der Impulsabstand von 30...40 µs bis etwa 30...50 ms einstellbar ist. Wenn man den Ausgang mit einem Flipflop verbindet, erhält man ein Tastverhältnis von exakt 0,5 bei halber Ausgangsfrequenz. Am Kondensator liegt eine saubere Sägezahnspannung, die über einen FET als Sourcefolger (Impedanzwandler) ebenfalls entnommen werden kann.

Ha.



Diese Schaltung erlaubt die Erzeugung von Impulsen konstanter Breite in einem Frequenzbereich von 1 : 1000

Schaltungskniff

Elektronischer Tastensatz

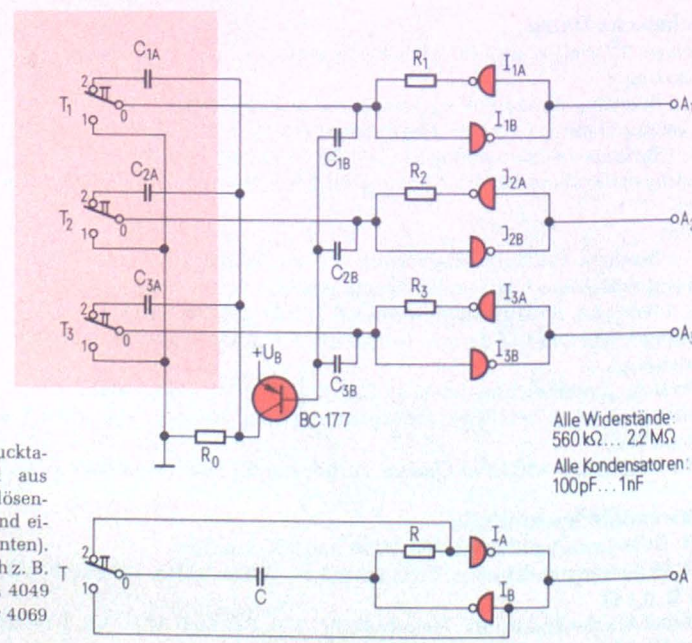
Drucktastensätze sind mit einigen Nachteilen behaftet. Sie nehmen relativ viel Raum ein, ihre Verdrahtung wirft bisweilen Probleme auf, und ihre elektrischen und mechanischen Eigenschaften sind sehr störanfällig. Besonders in Nf-Verstärkern usw. machen sich diese Nachteile durch Schaltknacken, Brummen und Übersprechen bemerkbar.

Diese Schwierigkeiten werden durch eine Tipptastenelektronik vermieden, die hier (*Bild*) am Beispiel von drei Tasten mit gegenseitiger und einer Taste mit Einzelauslösung gezeigt werden soll. Ist zum Beispiel Ausgang A_3 eingeschaltet (H) und es soll auf Ausgang A_1 umgeschaltet werden, so geschieht folgendes: Durch Drücken von T_1 wird der Eingang von I_{1B} auf Masse gelegt. An seinem Ausgang erscheint damit H.I_{1A} sorgt über R_1 dafür, daß auch nach Loslassen von T_1 dieser Zustand beibehalten wird. Gleichzeitig erhält die Basis des Transistors über C_{1B} einen negativen Impuls. Dadurch liegt kurzzeitig an seinem Kollektor H, wodurch über C_{3A} Ausgang A_3 wieder auf L zurückgesetzt wird.

Betätigt man die Einzeltaste T, so lädt sich C auf das Ausgangspotential von I_A auf. Beim Loslassen gelangt dieses Potential auf den Eingang von I_A. Dadurch wird eine Invertierung des Ausgangszustandes erreicht, der über I_B und R beibehalten wird.

Die Ausgänge können direkt elektronische Schalter (z. B. 4016, 4066) schalten. Bei anderen Belastungen ist der maximale Ausgangsstrom des verwendeten Inverters zu beachten. Die Werte der Bauteile sind nicht kritisch, es kann jedoch bei Verwendung von mehr als drei Tasten nötig werden, die Kondensatoren C_{nA} gegenüber C_{nB} auf minimal $^1/_{10}$ zu verkleinern. Die Betriebsspannung sollte zwischen 6 V und 15 V liegen.

Hans-Jürgen Brede



Elektronischer Drucktastensatz, bestehend aus drei gegenseitig auslösenden Tasten (oben) und einer Einzeltaste (unten). Als Gatter eignen sich z. B. die CMOS-ICs 4009, 4049 oder 4069

Reinhard Wiesemann

Alarmzentrale – preisgünstig und doch komfortabel

Die hier vorgestellte Alarmzentrale kann mit beliebig vielen Ruhekontakt-Alarmschaltern verbunden werden, die an Türen oder Fenstern angebracht sein können. Die Alarmabgabe beschränkt sich auf etwa 90 Sekunden. Die Bedienung erfolgt über einen Schlüsselschalter, wobei für das Ein- und Ausschalten Verzögerungszeiten wirksam sind.

Alarmanlagen bestehen im allgemeinen aus drei Komponenten: den Alarmmeldern (z. B. Ultraschallbewegungsmelder, Lichtschranken, Kontakte, die an Türen, Fenstern usw. angebracht werden), der Zentrale und einem oder mehreren Alarmgebern (Sirenen, Blinklichter u. ä.). Dabei übernimmt die Zentrale die gesamte Steuerung der Anlage und muß dazu, wenn es sich um eine auch nur halbwegs komfortable Anlage handelt, verschiedene Funktionen erfüllen, die sie oft zum kompliziertesten und teuersten Teil der gesamten Alarmanlage machen. Solche Zentralen sind schon mehrfach beschrieben worden – im Unterschied zu diesen meist sehr aufwendigen Geräten zeichnet sich die hier vorgestellte Anlage durch den ungewöhnlich einfachen und preiswerten Aufbau aus, der jedoch nicht auf Kosten der gebotenen Möglichkeiten geht.

Aufgaben einer Alarmzentrale

Die Zentrale wertet in einer Alarmanlage die von den Meldern kommenden Informationen aus und schaltet die Alarmgeber ein und aus. Sämtliche Alarmmelder sind dazu in einer Ruhestromschleife hintereinandergeschaltet – zur Alarmgabe muß dieser Ruhestromkreis durch mindestens einen Melder unterbrochen werden (*Bild 1*). Die Zentrale registriert, daß durch diese Unterbrechung kein Strom mehr fließt und schaltet den Alarmgeber ein, wenn sie selbst „scharfgeschaltet" ist (Alarmbereitschaft). Damit die lieben Nachbarn sich nicht tagelang an dem nun einsetzenden Sirenengeheul erfreuen müssen, begrenzt die Zentrale die Alarmgabe auf eine Zeit von etwa 90 s, in der ein Einbrecher wahrscheinlich das Weite gesucht haben wird. Außerdem wird die gesamte Anlage auch in der Zentrale ein- und ausgeschaltet. Dabei ist es bei der Bedienung des Geräts notwendig, daß sich die Anlage beim Scharfschalten nicht direkt einschaltet, so daß man während einer Verzögerungszeit die Möglichkeit hat, den geschützten Bereich ohne Alarm auszulösen zu verlassen (Einschaltverzögerung). Auch das Ausschalten der Anlage darf nicht sofort geschehen, da sonst ein Einbrecher die Möglichkeit hat, solange am dafür bestimmten Schloß zu probieren, bis er zum Erfolg gekommen ist. Die Ausschaltverzögerung bewirkt hier, daß auch dann, wenn der richtige Schlüssel steckt, die Anlage nicht sofort abgeschaltet wird – dadurch probiert der Eindringling weiter und merkt gar nicht, daß er den richtigen Schlüssel schon hatte.

Die Stromversorgung der Zentrale muß netzunabhängig sein, damit auch bei (beabsichtigtem oder zufälligem) Netzausfall eine Alarmgabe sichergestellt ist.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt den kompletten Schaltplan einer Zentrale, die alle obengenannten Funktionen erfüllt. Die Stromversorgung erfolgt im Ruhezustand, wenn Netzstrom vorhanden und kein Alarm gegeben wird, durch ein kleines Steckernetzteil, wie es von Taschenrechnern her bekannt ist. Da die Anlage im Ruhezustand weniger als 2,5 mA verbraucht, reicht ein solches Netzteil aus. Als Notstromversorgung und bei Alarmgabe dient die eingezeichnete 9-V-Batterie. Sie wird nur dann entladen, wenn der Netzstrom ausfällt oder (weil die Sirene eingeschaltet ist) so viel Strom verbraucht würde, daß das kleine Steckernetzteil überlastet wäre. Die automatische Umschaltung zwischen beiden Spannungsquellen besorgen die Dioden D 2 und D 3. Sie bewirken, daß

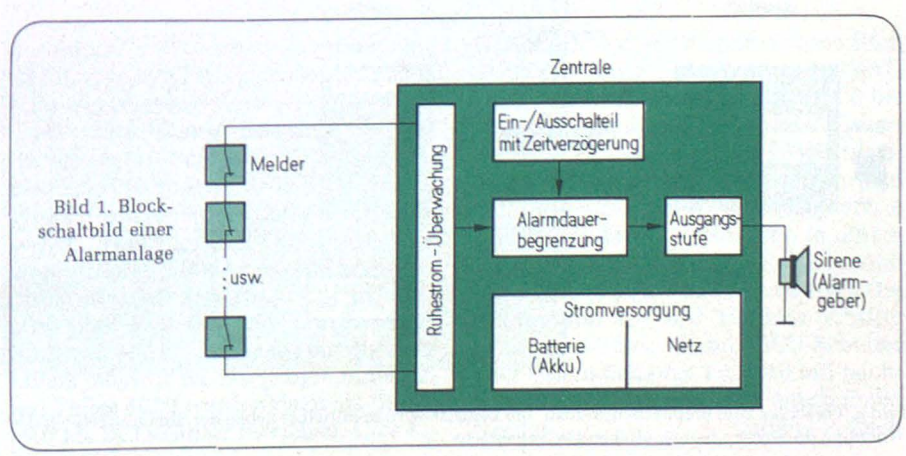


Bild 1. Blockschaltbild einer Alarmanlage

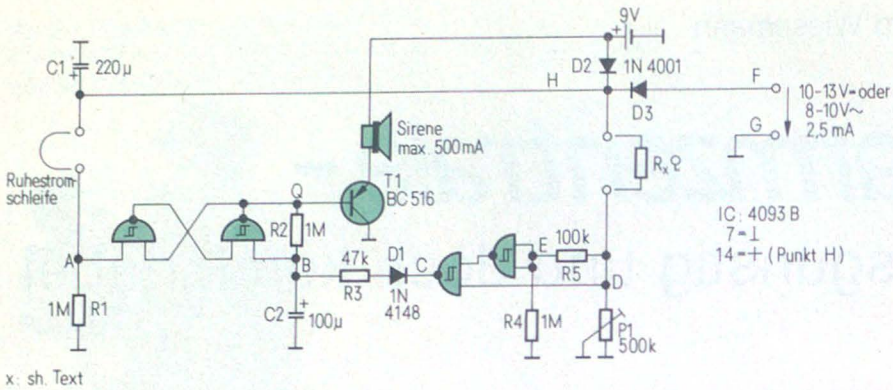


Bild 2. Der vollständige Schaltplan der Zentrale

zur Versorgung der Schaltung immer die Quelle herangezogen wird, die die größte Spannung liefert. Normalerweise ist dies der Netzadapter, sonst die Batterie. D 3 dient gleichzeitig als Gleichrichterdiode, wenn das Steckernetzteil einen Wechselspannungsausgang hat – in diesem Fall ist auch C 1 als Ladekondensator notwendig, sonst kann er entfallen.

Das eingesetzte IC beinhaltet vier NAND-Schmitt-Trigger, von denen zwei als RS-Flipflop geschaltet sind. Durch einen L-Pegel am Punkt A (Unterbrechung des Alarm-Kreises) wird, wenn Punkt B auf H liegt (Anlage eingeschaltet), der Ausgang Q zu L. Hieran ist der Ausgangstransistor T 1 geschaltet, der die Sirene treibt.

Der L-Pegel an Q bewirkt, daß C 2, der in dieser Schaltung als einziger zeitbestimmender Kondensator alle Verzögerungen aufbaut, über R 2 entladen wird (er war vorher geladen, da an Q nur dann L-Pegel erscheinen kann, wenn Punkt B auf H liegt). Sobald die Spannung an B unter die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers sinkt, wird die Sirene abgeschaltet, weil Q nun H wird. Damit kann C 2 wieder über R 2 langsam geladen werden und die Anlage ist bereit, einen neuen Alarm zu geben, wenn die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers an Punkt B überschritten ist. Liegt Punkt C auf L-Pegel (Anlage ist abgeschaltet), so wird C 2 über R 3 und D 1 entladen. R 3 bestimmt die Ausschaltverzögerung. Punkt C liegt dann auf L-Pegel, wenn die Spannung an Punkt D über der Schaltschwelle des Schmitt-Triggers und die an Punkt E darunter liegt.

Daher kann R_x hier die Funktion eines elektronischen Schlüssels übernehmen. Der Widerstand wird in einen kleinen Klinkenstecker eingebaut und P 1 so eingestellt, daß, wenn der richtige Widerstand steckt, an C ein L-Pegel vorliegt. Solange er steckt, ist die Anlage damit abgeschaltet. Im Gegensatz zu dem in Heft 1/1978 beschriebenen elektronischen Schloß, das auf dem gleichen Prinzip (Widerstand als Schlüssel) beruht, läßt sich der hier beschriebene Aufbau nicht mit einem Potentiometer überlisten, da vor dem Ausschalten eine relativ lange Verzögerungszeit vergeht. Für R_x sind Werte zwischen 1 kΩ und ca. 330 kΩ möglich – bei kleinen Werten (unter etwa 22 kΩ) ist es vorteilhaft, für P 1 einen 50-kΩ-Typ zu verwenden, da sonst das Einstellen dieses Trimmers zu kritisch ist. Je nachdem, wie klein R_x gewählt wird, muß man berücksichtigen, daß sich damit auch der Ruhestromverbrauch ändert und die angegebenen 2,5 mA überschreiten kann.

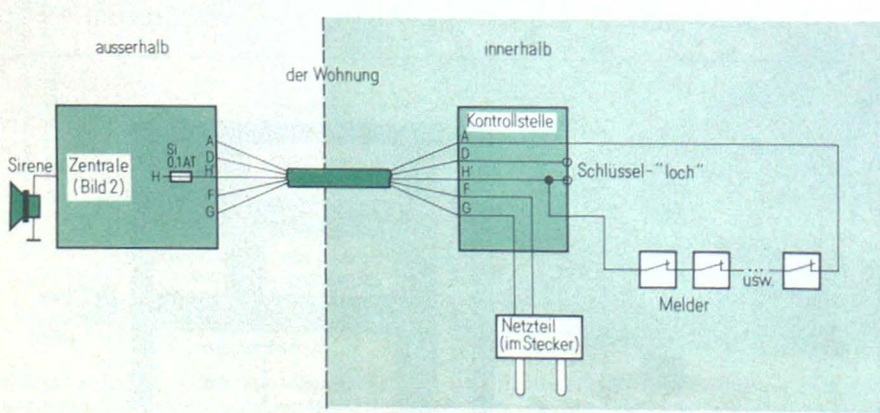


Bild 3. Vorschlag zum praktischen Aufbau. Die Zentrale wird unmittelbar neben der Sirene außerhalb der Wohnung an einem unzugänglichen Ort angebracht

Praktischer Aufbau

Da die Schaltung nur sehr wenige Bauteile benötigt, lohnt sich der Aufbau auf einer gedruckten Schaltung nicht. Hierfür eignen sich Lochrasterplatten wesentlich besser.

Durch die geringe Größe der Zentrale bietet es sich an, das Gerät in ein kleines Gehäuse einzubauen, das unmittelbar bei der Sirene untergebracht wird (dabei muß natürlich auf „wetterfesten" Aufbau des Gehäuses geachtet werden). Aus der Zentrale führt dann eine 5adrige Leitung in die Wohnung (*Bild* 3). Zwei Adern davon dienen dem Anschluß des Netzadapters (Punkte F und G), eine ist die gemeinsame positive Leitung (H) für den Alarmkreis und den „Schlüsselwiderstand", eine ist der andere Pol des Alarmkreises (Punkt A), und die letzte ist der andere Pol des Schlüssels (Punkt D). Alle Leitungen führen in der Wohnung in ein zweites, kleineres Gehäuse, das die Adern lediglich an Klinkensteckerbuchsen verteilt: eine für den Netzadapter, eine für den Alarmkreis und die letzte für den Schlüsselwiderstand. Durch diese „Kontrollstelle" ist die Zentrale vollständig fernsteuerbar und kann daher auch an unzugänglichen Stellen, z. B. auf dem Dach des Hauses, angebracht werden. Das Kontrollgerät selbst muß nicht weiter (vor Zerstörung) geschützt werden – zerstört man die zu ihm führende Leitung, so wird die Anlage eingeschaltet (weil damit auch R_x abgeklemmt wurde), der Ruhestromkreis unterbrochen (führt zur Alarmgabe) und der Netzadapter vom Gerät getrennt (hat keine Folgen für die Funktionsweise, da die Zentrale sofort auf Batteriebetrieb umschaltet).

Bedienungshinweise

Die gesamte Bedienung der Anlage erfolgt über den Schlüsselschalter am Kontrollgerät – hierfür empfiehlt es sich, pro Familienmitglied einen Schlüssel anzufertigen. Solange ein Widerstands-Schlüssel steckt, ist die Anlage (nach der Ausschaltverzögerung) abgeschaltet. Wird der Schlüssel abgezogen, so hat man noch während der Einschaltverzögerung Zeit, den gesicherten Bereich zu verlassen. Danach sollte man im Interesse guter nachbarlicher Beziehungen davon Abstand nehmen, eine gesicherte Tür, Fenster

o. ä. zu öffnen, bevor die Anlage abgeschaltet wurde (man achte auf die Ausschaltverzögerung!). Vor dem Einschalten sollte man sich vergewissern, daß der Alarmkreis tatsächlich an keiner Stelle unterbrochen ist – sonst ertönt nach der Einschaltverzögerung Sirenengeheul. Als Abhilfe kann man im Kontrollgerät ein µA-Meter einbauen, das in den Alarmkreis geschaltet wird. Sobald alle Kontakte im Kreis geschlossen sind, schlägt der Zeiger aus (I ≈ 10 µA). ■

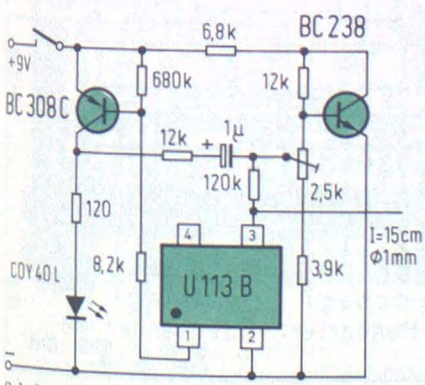
Einfaches Leitungssuchgerät

Der Berührungsschalter U 113B eignet sich vorzüglich zum Aufspüren von wechselspannungsführenden Leitungen. Durch den geringen Sensoreingangsstrom von weniger als 2 µA wird dabei eine große Empfindlichkeit erreicht. Die Ankopplung an das Wechselfeld, das eine stromdurchflossene Leitung umgibt, erfolgt über eine etwa 15 cm lange „Antenne".

Zusammen mit dem Transistor BC 308 arbeitet der U 113B als retriggerbares Monoflop. Der Transistor BC 238 dient als Referenzspannungsquelle; damit werden Spannungsschwankungen der Batterie kompensiert.

Nach dem Einschalten wird mit dem 2,5-kΩ-Potentiometer die maximale Empfindlichkeit eingestellt, d. h. die Leuchtdiode soll gerade noch nicht leuchten oder blinken; erst bei Annäherung an eine spannungsführende Leitung beginnt sie zu blinken. Durch Reduzieren der Ansprechempfindlichkeit läßt sich die Lage der Leitung genau orten. Die Empfindlichkeit ist am größten, wenn Leitung und Antenne zueinander parallel liegen.

(Nach Unterlagen der Fa. AEG-Telefunken)



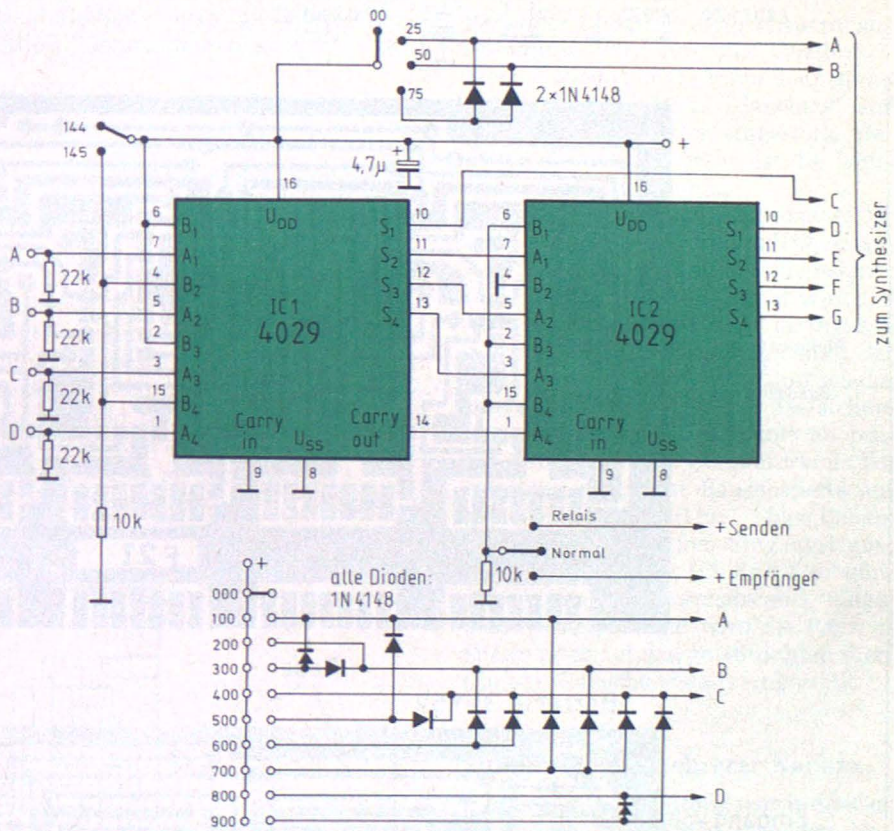
Schaltung des Leitungssuchgerätes

„Echte" Frequenzeinstellung beim 2-m-Synthesizer

In FUNKSCHAU 1976, Heft 18, und 1977, Heft 2, war ein 2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer als Bauanleitung beschrieben. Da die dort verwendete Schaltungstechnik immer noch aktuell ist, sei hier eine alternative Möglichkeit der Frequenzeinstellung beschrieben – die ursprünglich vorgesehenen BCD-Codierschalter ließen nur die Einstellung der Kanalnummern (20...99 entsprechend 144,0...145,975 MHz) zu. Das *Bild* zeigt eine Alternative:

Die Einstellung erfolgt mit drei Schaltern (10 Schritte à 100 kHz und vier Schritte zu 00, 25, 50 und 75 kHz. Wenn die Schalter mit entsprechenden, teilweise abgedeckten Skalen versehen werden, kann die eingestellte Frequenz direkt abgelesen werden. Für den Betrieb über Relais wurde nur eine feste Shift von 600 kHz vorgesehen, die auch invers möglich ist. Die programmierbaren Teiler 4029 werden dazu als Binärstatt als BCD-Zähler betrieben. Dies ermöglicht man durch Anschließen von Pin 9 an V_{DD} statt an V_{SS}. Man hat jetzt die Möglichkeit, an den insgesamt acht Programmeingängen A bis H 256 Kombinationen einzustellen. Da die höchste Kanalzahl im 2-m-Band 99 ist, wird Eingang H direkt geerdet. Die Eingänge A und B werden mit dem Schalter für die letzte Stelle aktiviert. Für die 100-kHz-Schritte werden in einem IC 4008 E + C = 20 zum eingestellten Schritt im Binärcorde, der den Stellen C bis F zugeordnet ist (entspr. 0, 4, 8 bis 28, 32, 36), addiert. Im gleichen IC werden D + F = 40 für die MHz-Stelle addiert. Am Ausgang dieses IC stehen also die Zahlen 20...96 in Abständen von 4 im Binärcode zur Verfügung. In einem weiteren 4008 werden für Relaisbetrieb D + F + G = 104 = 128 – 24 addiert. Die Information für die 100-kHz-Schritte kann entweder einem BCD-Schalter oder einem Schalter 1 aus 10 mit nachgeschalteter Diodenmatrix entnommen werden.

Ludwig v. Zech



Diese Schaltung gestattet das direkte Einstellen der Frequenz am 2-m-Synthesizer. Die 100-kHz-Stelle wird entweder mit einem BCD-Schalter oder auch, wie unten gezeigt, mit einem 10stufigen Drehschalter und einer Diodenmatrix ausgewählt

Platine für das Bandzählwerk

Unser Leser Klaus Reißig in Berlin entwickelte für das in Heft 21/1978 auf Seite 1054 beschriebene Bandzählwerk für Kassettenrecorder eine kleine Platine. Dabei wurde gleichzeitig die Stellenzahl der Anzeige auf vier vergrößert. Eine neu hinzugekommene Standby-Schaltung sorgt dafür, daß auch bei Netzausfällen oder beim Abschalten des Bandgerätes der momentane Zählerstand nicht verlorengeht; dies machen drei 1,5-V-Trockenbatterien als „Notstromversorgung" möglich, die eine fast unbegrenzte Lebensdauer haben, da die Anzeige bei Batteriebetrieb abgeschaltet wird und die Schaltung dann einen kaum noch meßbaren Strom aufnimmt. *Bild 1* zeigt die dafür erforderliche kleine Zusatzschaltung; sie findet auf der Platine (*Bild 2*) leicht Platz. *Bild 3* gibt den Bestückungsplan wieder. Dabei ist zu beachten, daß man zweckmäßigerweise zunächst die Brücken unter den ICs einlötet, bevor man die Bauteile bestückt.

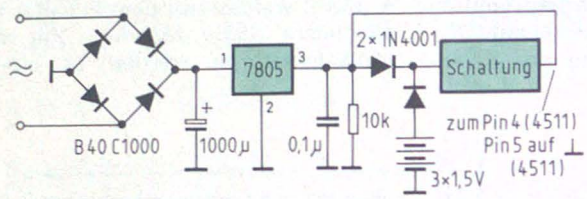


Bild 1. Zusätzlich erforderliche Schaltung für die „Notstromversorgung" mit zwei oder drei Trockenzellen

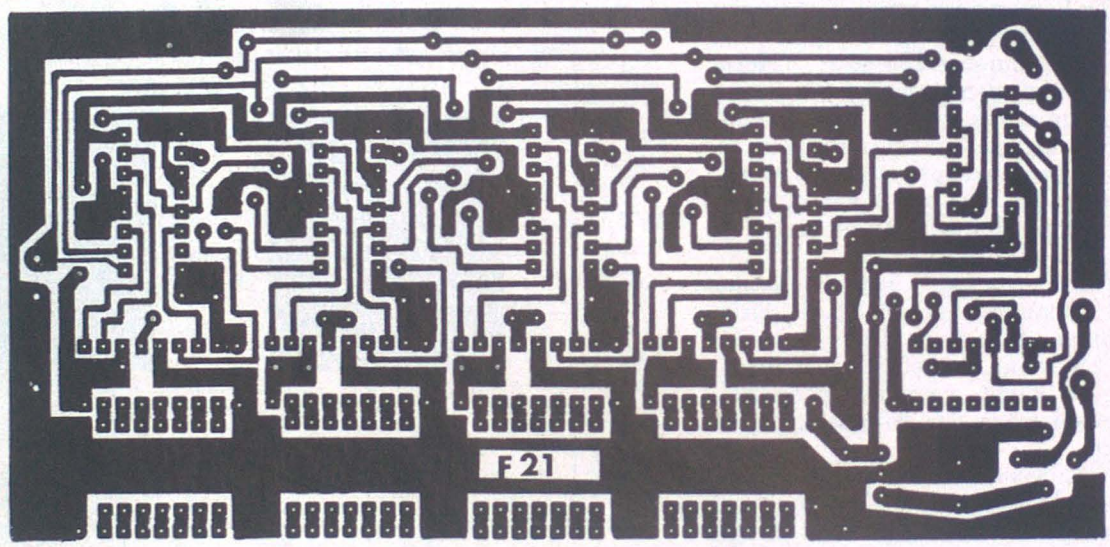


Bild 2. Platinen-Layout für das Bandzählwerk

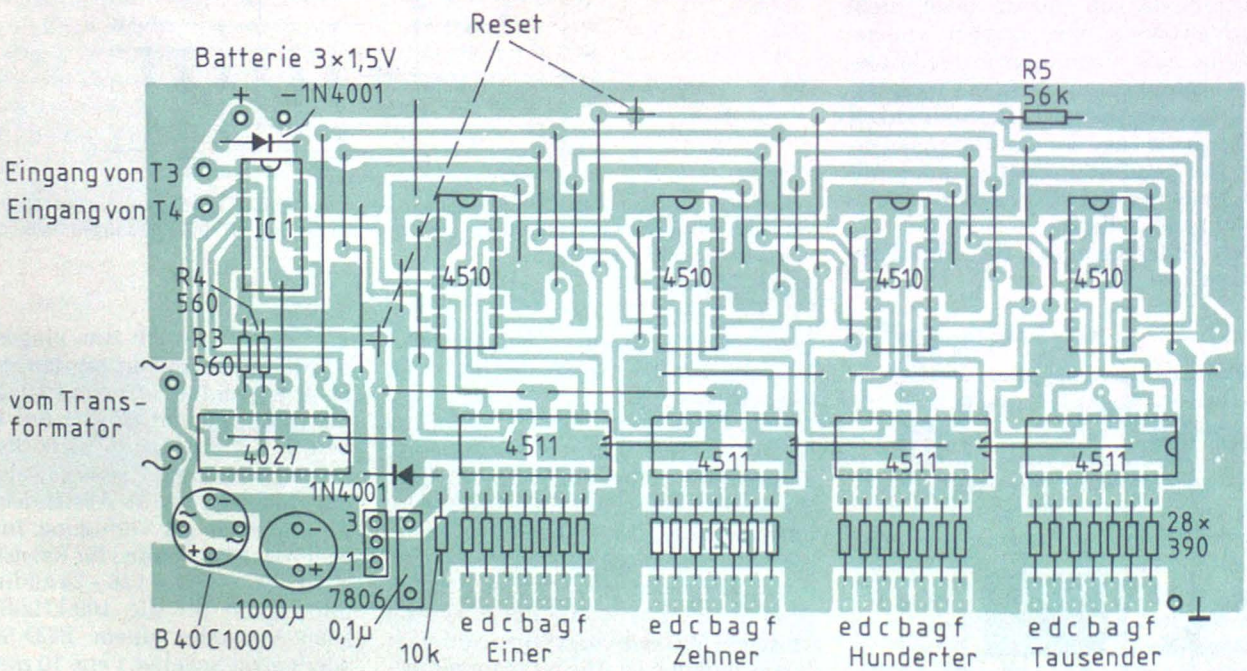


Bild 3. Bestückungsplan. Beim Einlöten der Bauelemente beginnt man sinnvollerweise mit den Drahtbrücken, die zum Teil unter den ICs liegen

Ing. (grad.) Anton Kussmaul

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

2. Teil

Der 2. Teil dieses Beitrags über einen UKW-Empfänger befaßt sich mit dem mechanischen Aufbau und dem Abgleich. Mit einer elektronischen Quarzumschaltung ergibt sich eine Kanalerweiterung.

Der mechanische Aufbau

Das Mustergerät wurde auf einer doppelt kaschierten Leiterplatte aufgebaut. Dies wird unbedingt empfohlen. Da es aber dem Amateur selten möglich ist, durchkontaktierte Leiterplatten anzufertigen, wurde die Schaltung so ausgelegt, daß auf der Bauteileseite nur eine zusätzliche Massefläche ist. Beim Aufbau müssen dann aber Bauteile, die auf Masse liegen, beidseitig eingelötet werden.

Bild 4 zeigt die Platinen-Lötseite, *Bild 5* die Leitungsführung. Das gewählte Leiter-Bild gewährleistet minimale induktive Verkoppelungen und ist leicht zu bestücken. Alle Bauteile sollen so dicht wie möglich auf die Leiterplatte gelötet werden. *Bild 6* zeigt die Bauteile-Seite, also die Massefläche. Alle Widerstände haben $^1/_8$ W.

Der Abgleich

Mittels Signalgenerator, Oszillograf und Hf-Voltmeter ist der Abgleich sehr einfach. Zunächst wird L 5 so eingestellt, daß die Schwingungsamplitude so groß wie möglich ist und der Oszillator sicher anschwingt. Der Tastkopf sollte am Drain-Anschluß von T 3 angelegt werden, um den Schwingkreis nicht zu verstimmen bzw. zu belasten. Unter Betrachtung des Signals am gleichen Punkt werden L 1...L 4 ebenfalls auf Maximum abgeglichen. (Bei angelegtem Signal an die Antenne.)

Nun wird ein 10,7-MHz-Zf-Signal am Eingang des Quarzfilters eingespeist. Bei voller Lautstärke, Rauschsperre auf Minimum, wird nun der Quadraturkreis zunächst auf größte Lautstärke und dann, u. U. etwas „daneben", auf geringsten Klirrfaktor eingestellt. Begrenzt der Nf-Verstärker, ist die Lautstärke zurückzunehmen.

Ein Abgleich ohne Instrumente ist auch möglich, allerdings nicht so genau. Mit einem starken Antennensignal auf dem gewünschten Kanal wird L 5 auf größte Lautstärke bei geringstem Klirrfaktor eingestellt. Dann muß der Empfänger mehrmals aus- und wieder eingeschaltet werden, um das sichere Anschwingen des Oszillators zu prüfen. Nun wird der Quadraturkreis bei minimal wirksamer Rauschsperre auf geringsten Klirrfaktor abgeglichen. Dann, bei reduziertem Eingangssignal (Vorteiler!), werden L 1 bis L 4 auf günstigen Signal-/Rauschabstand eingestellt. Abschließend wird die Rauschsperre noch auf den gewünschten Wert (Signal-/Rauschabstand) eingestellt.

Ausbau zum Empfang mehrerer Kanäle

In der Grundschaltung wurde das Gerät nur für einen Kanal ausgelegt. Natürlich ist mittels eines entsprechend geänderten Oszillators auch eine Abstimmung mit einem Drehkondensator

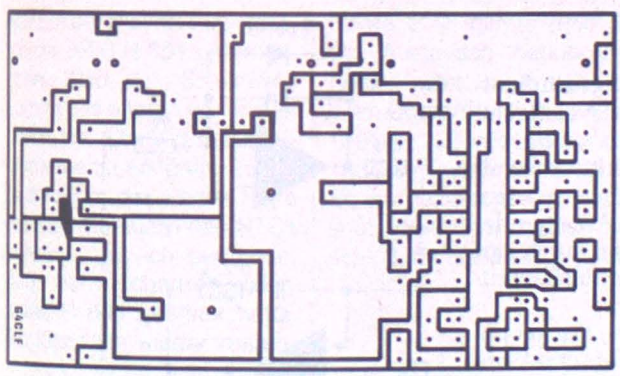


Bild 4. Das Layout der Leiterplatte, Lötseite

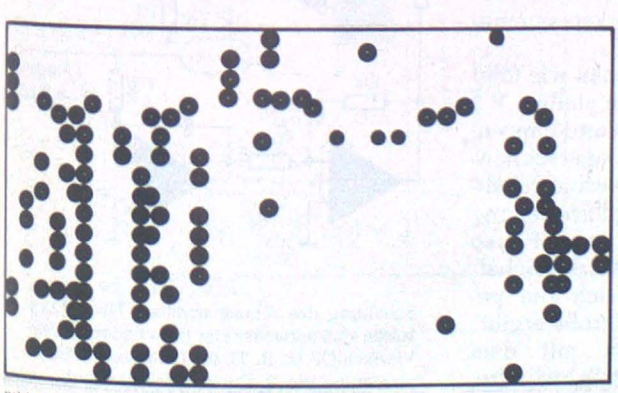


Bild 5. Das Layout der Leiterplatte, Bauteileseite

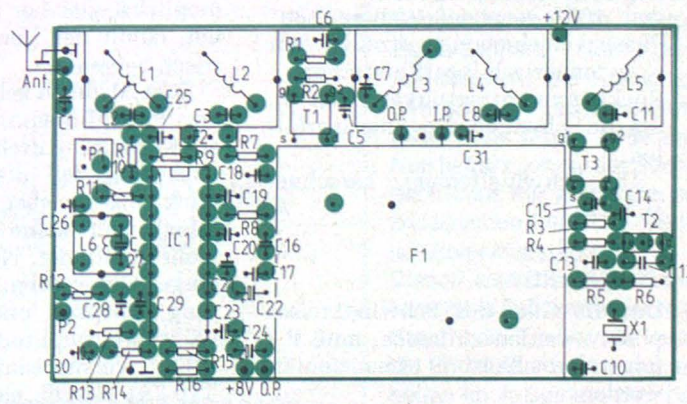


Bild 6. Bestückungsplan des Empfängers

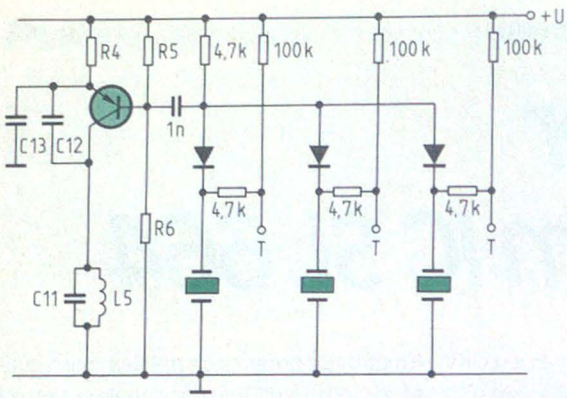


Bild 7. Die elektronische Quarzumschaltung, eine Erweiterung für mehrere Kanäle

möglich. Der Nachbau bringt aber dann erhebliche Schwierigkeiten mit sich, besonders wegen der mangelnden Frequenzstabilität frei schwingender Oszillatoren. Einfacher ist es, für die wichtigsten Kanäle Quarze zu nehmen. Allerdings kommt dann eine mechanische Umschaltung wegen der hohen Frequenzen kaum in Frage.

Bild 7 zeigt die Erweiterung der Schaltung für eine elektronische Quarzumschaltung. Sie erfolgt einfach dadurch, daß der zum gewünschten Quarz gehörende Punkt T auf Masse gelegt wird und somit die jeweilige Diode durchschaltet. Wichtig ist, daß hierfür geeignete Hf-Schaltdioden verwendet werden (z. B. 1 N 916, 1 N 4313).

Bewußt wurde zwar der Empfänger ausführlich beschrieben, jedoch in der kleinsten Ausbaustufe. Waren in letzter Zeit dem Selbstbau eines guten Empfängers Schranken gesetzt, bietet der konsequente Einsatz modernster integrierter Schaltkreise die Gelegenheit, Selbstbau und Entwicklung wieder aufzunehmen und damit an eine – fast schon vergessene – Amateurtradition anzuknüpfen.

Literatur

[1] *Mäusl Rudolf:* Modulationsverfahren in der Nachrichtentechnik, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1975.

[2] *Limann, Otto:* Funktechnik ohne Ballast, Franzis-Verlag, München, 1972.

[3] Plessey Semiconductors: Radio Communications Handbook, Swindon, 1977.

[4] Plessey Semiconductors: Integrierte Schaltkreise für Schmalband-FM, ZF + Demodulation, SL 660, SL 664, SL 665, SL 669, München, 1978.

Schaltungskniff

Klirrarmer Sinusgenerator

Sollte einmal Bedarf für einen besonders klirr- und doch aufwandsarmen Generator im Nf-Bereich bestehen, läßt sich mit wenig Aufwand die folgende Schaltung realisieren (*Bild*).

Die Operationsverstärker 1...3 simulieren einen LC-Schwingkreis mit sehr hoher Güte. Seine Übertragungsfunktion ist näherungsweise:

$$G(p) = \frac{-A \cdot p}{p^2 + \frac{\omega_o \cdot p}{Q} + \omega_o^2}$$

Somit ist nur für $p = j\omega_o$ eine Phase von 180° gegeben. Weitere 180° Phasenverschiebung erzeugt ein symmetrisch-logarithmischer Rückkopplungsverstärker (OP 4), um die Schwingbedingung zu erfüllen.

Die Schwingfrequenz berechnet sich zu:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

Um die Güte des Schwingkreises positiv werden zu lassen, muß P 2 folgendermaßen dimensioniert werden:

$$P2 > \frac{4}{C \cdot \omega_t}$$

wobei ω_t = Verstärkungsbandbreiteprodukt der Operationsverstärker.

Die Schwingfrequenz sollte ein tausendstel des Verstärkungsbandbreiteprodukts nicht überschreiten, um ein einwandfreies Arbeiten der Schaltung zu garantieren. Auch darf keinesfalls die Slew-Rate überschritten werden.

Beim Aufbau des Rückkopplungsverstärkers ist auf die Wahl möglichst gleicher Dioden zu achten, damit der Verstärker symmetrisch begrenzt.

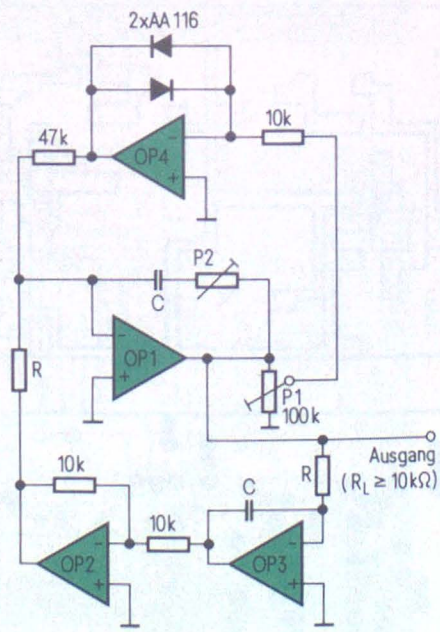
Zum Abgleich geht man wie folgt vor: P 1 auf Masseseite stellen, P 2 auf Kurzschluß drehen und dann so einstellen, daß die Dauerschwingung langsam, aber einwandfrei abklingt und keine Selbsterregung mehr stattfindet. Nun kann P 1 so eingestellt werden, daß die Schaltung schwingt und sich die gewünschte Amplitudengröße ergibt.

Ein Versuchsaufbau mit dem Typ 741 als OP, einer Schwingfrequenz von 1 kHz und einer Amplitude von $U^1 = U_S = 6$ V ergab Klirrfaktorwerte von weniger als 0,02 %.

Axel Goldmann

Literatur

Thomas, L.C.: The Biquad: Part I – Some Practical Design Consideration. IEEE CT-18 (1971) 2, S. 350–357.



Schaltung des Sinusgenerators. Für OP 1...4 lassen sich entweder vier IS 741 oder auch ein Vierfach-OP (z. B. TL 084) einsetzen. Dimensionierung von R, C und P 2: Siehe Text

Oswald Müller

Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger

Das tragbare, batteriebetriebene Gerät empfängt den von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt gesteuerten Langwellensender DCF 77 auf der Frequenz 77,5 kHz. Eine Decodierlogik verarbeitet die laufend während einer Minute übertragenen Zeitinformationen und zeigt die amtliche Zeit mittels verschiedenfarbiger LED im 1-2-4-8-Code an. Zusätzlich vermittelt eine akustische Hörkontrolle die Sekundentakte, eine Einrichtung, die besonders beim Starten von korrigierten Uhren eine wesentliche Hilfe darstellt.

Der Sender DCF 77 ist einer der vier europäischen Normalfrequenz- und Zeitzeichensender im Langwellenbereich, deren Aufgabe darin besteht, eine nach dem Stand der Technik hochgenaue Frequenz abzustrahlen und darüber hinaus die jeweilige amtliche Zeit zu verbreiten. Sowohl Trägerfrequenz als auch die Zeitmarken sind von primären Frequenzstandards (Atomuhren) mit einer relativen Unsicherheit von $\pm 1 \cdot 10^{-13}$ abgeleitet. Die Zeitmarken werden durch sekundliche Trägerabsenkungen dargestellt und variieren in der Dauer. Dies ist notwendig, weil die Zeitinformation sowie Datumsangabe im Binärcode erfolgt. Ein Sekundenimpuls von 100 ms bedeutet ein L-Signal und ein 200-ms-Impuls entsprechend ein H-Signal. Zur Erkennung eines Minutenbeginns wird der 59. Sekundentakt ausgelassen, der nachfolgende 60. Sekundentakt stellt also den Minutenbeginn dar. Über den weiteren Inhalt des übermittelten Codes soll hier nicht weiter gesprochen werden, da dieser in Veröffentlichungen (1; 2) schon ausführlich behandelt wurde.

Da normale Langwellenempfänger erst bei Frequenzen von 145 kHz beginnen, sind zum Empfang von Zeitzeichensender Spezialempfänger notwendig. Man hat zwar schon versucht, durch Frequenzverdopplung in den normalen Langwellenbereich zu kommen und die Zeitzeichen hörbar zu machen. Das Verfahren hat sich aber offensichtlich nicht richtig durchsetzen können, weil nur über eine schnelle Mitschrift des Binärcodes, Entschlüsselung und Rückrechnung der wahre Zeitstand zu ermitteln war. Denn ohne Decodierung und Sichtbarmachung der Zeitinformation durch irgendwelche Anzeigen ist es wenig sinnvoll, die Zeitzeichensender zu empfangen.

Der folgende Beitrag beschreibt nun einen Empfänger und Decoder mit Anzeige durch Leuchtdioden für den deutschen Sender DCF 77.

Ferritantenne und 77,5-kHz-Empfänger

Zum Empfang von Zeitzeichensendern im Längstwellenbereich eignen sich besonders magnetische Antennen mit hochpermeablen Ferritkernen. Mit Ferritantennen wird die magnetische Komponente der elektromagnetischen Welle empfangen, deren Wellenlänge in unserem Falle bei ca. 3800 m liegt und einer Frequenz von 77,5 kHz entspricht. Die induzierte Spannung hängt ab von der Frequenz, Windungszahl, Antennenfläche und magnetischen In-

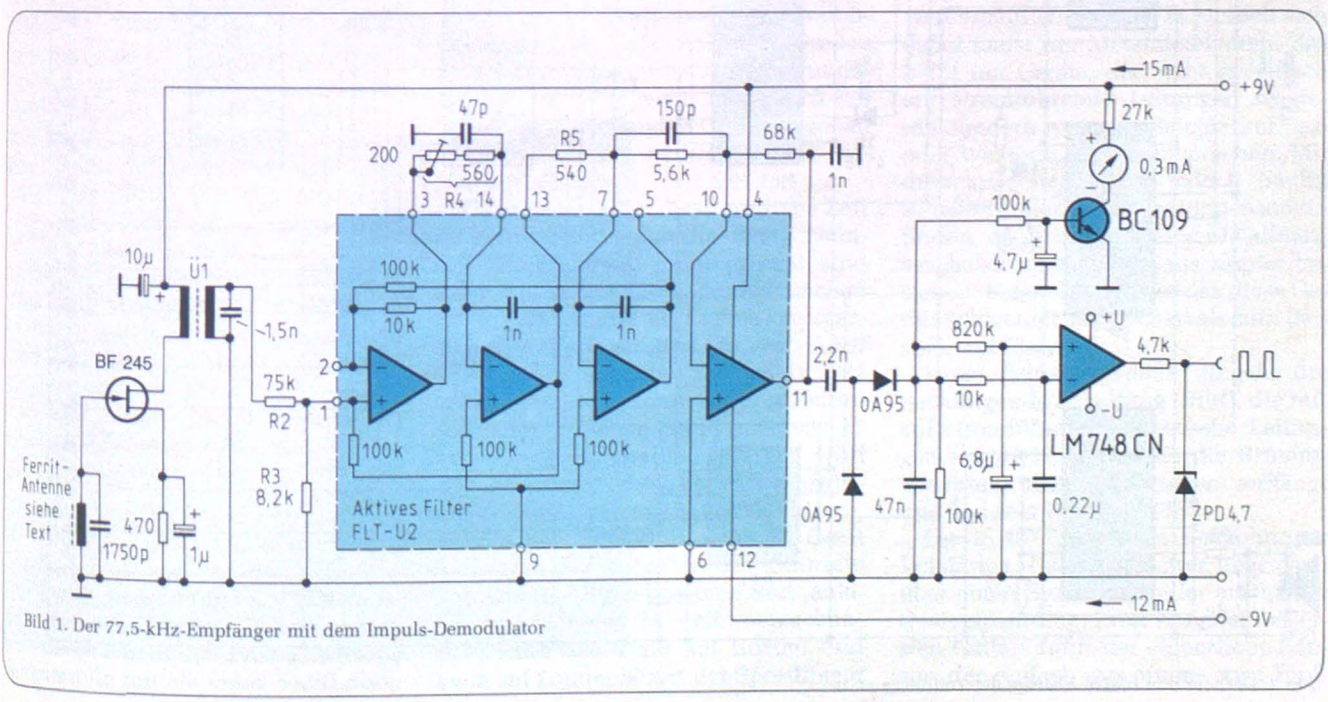


Bild 1. Der 77,5-kHz-Empfänger mit dem Impuls-Demodulator

duktion und multipliziert sich bei Abstimmung auf die Empfangsfrequenz noch um den Gütefaktor Q.

Um die Antenne der vorgesehenen Gerätegröße anzupassen, wurde ein Ferritstab mit den Abmessungen 56 x 13 x 5 mm gewählt. Mit zwei Lagen Cul-Draht der Stärke 0,35 mm ergab sich ein Induktivitätswert von ca. 2,4 mH. Damit war für einen Abgleich auf 77,5 kHz ein Kapazitätswert von etwa 1750 pF notwendig; der Resonanzwiderstand wurde zu 94 kΩ ermittelt, die Bandbreitenmessung ergab 1 kHz. Die Ausgangsspannung für den Sender DCF 77 in einem Abstand von ca. 100 km betrug 100 μV_{ss} bei 1 MΩ Abschluß. Leider konnte die Ferritantenne nicht im Gehäuse untergebracht werden, da die TTL-Logik und der Ton-Multivibrator der Abhörkontrolle zu starke Rückwirkungen ergaben. Auch mußte die Ferritantenne zur Vermeidung einer Schwingneigung mit einem Widerstand von 43 kΩ bedämpft werden, wodurch sich die Bandbreite auf 2,7 kHz erhöhte.

Der Empfangskanal für 77,5 kHz beginnt mit einer FET-Stufe mit abgestimmtem Übertrager. Darauf folgt ein Universalfilter-Verstärker vom Typ FLT-U2 der Fa. Datel Systems (Postfach 15 06 20, 8000 München 2). Dieser Baustein enthält vier Operationsverstärker, wovon einer ohne innere Verbindungen vorliegt. Mit wenigen äußeren Bauteilen lassen sich hiermit Filter 2. Ordnung verwirklichen, und zwar als Tief-, Hoch- oder Bandpaß. Für einen Bandpaß für die Empfangsfrequenz 77,5 kHz wird dieser Baustein nach *Bild 1* beschaltet. Während die Widerstände R 4 und R 5 die Resonanzfrequenz bestimmen, hat R 3 Einfluß auf die Filtergüte. Der vierte Operationsverstärker dient als normaler Verstärker mit $V_u \sim 12$ und liefert genügend Hf-Spannung für die anschließende Demodulation. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 5000 bei einer Bandbreite von 700 Hz.

Der Spitzenwertgleichrichter liefert eine positive Spannung mit sekundlichen Absenkungen durch die aufmodulierte Zeitinformation. Auf ihn folgen RC-Tiefpässe mit unterschiedlichen Zeitkonstanten. Für den Spannungskomparator LM 748 N dient die gleichgerichtete Trägerfrequenz-Spannung als Referenz, da das RC-Glied am nichtinvertierenden Eingang als Mittelwertbildner fungiert. Mit einer Grenzfrequenz von 0,03 Hz bzw. einer Zeitkonstante von ca. 5 s stellt sich ein Spannungswert von etwa 50...60 % der Gleichrichtspannung ein. Der invertierende Eingang des LM 748 N erhält über das RC-Glied mit der höheren Grenzfrequenz von 70 Hz bzw. einer Zeitkonstanten von 2 ms ebenfalls die Gleichrichtspannung, deren Impulsamplituden noch unter die Referenzspannung absinken. Im Zeitpunkt, wo beide Spannungen gleich groß sind, ändert sich die Ausgangsspannung des Komparators entsprechend der „slew rate" vom negativen zum positiven Maximalwert. Durch eine Z-Diode am Ausgang wird sowohl der negative Spannungswert unterdrückt als auch der Nutzpegel auf TTL-Wert gehalten. Über einen dritten RC-Tiefpaß gelangt das Zeitsignal noch zu einer Transistorstufe mit einem µA-Meßinstrument im Kollektorkreis. Die Instrumentenanzeige beginnt bei etwa 50 μV_{eff} Eingangsspannung und erreicht 50 % Vollausschlag bei ca. 100 μV_{eff}. Empfänger und Decodierer funktionieren noch bis zu Eingangsspannungen von 5...10 μV_{eff} (z. B. außerhalb von Gebäuden im Stadtgebiet von Zürich).

Zeitinformations-Decoder

Die vom 77,5-kHz-Schmalbandempfänger gelieferte Zeitinformation in Form von TTL-Impulsen unterschiedli-

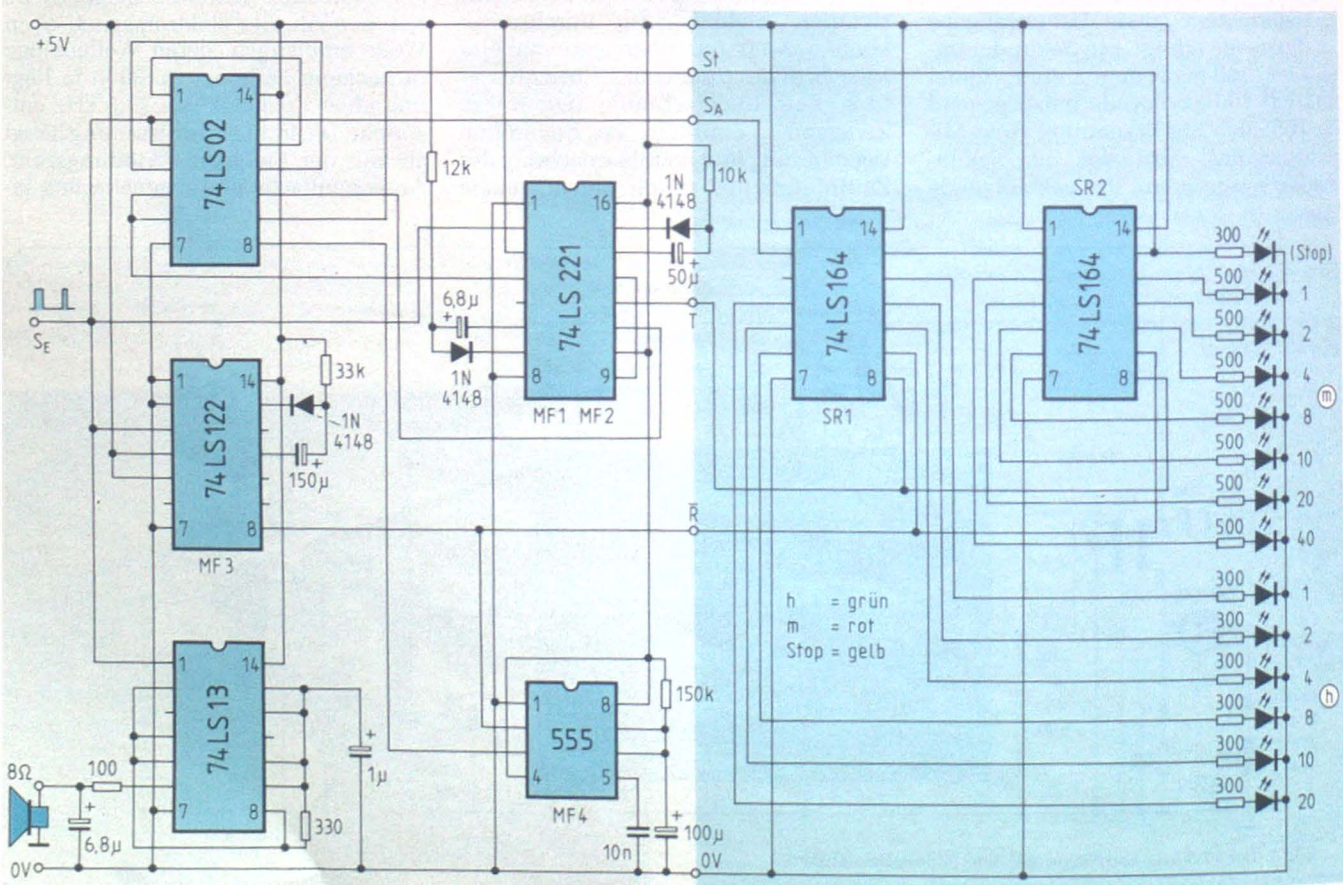


Bild 2. Decoder und binäre Anzeige der Zeitinformation

cher Dauer wird in einer Logikschaltung nach *Bild 2* weiterverarbeitet und zur Anzeige gebracht. Dazu ist eine Unterscheidung zwischen L- und H-Impulsen und ein Erkennen des Minutenbeginns erforderlich. Mit einer schon oft angewandten Methode [3; 4] wird durch das positiv flankengetriggerte Monoflop MF 1 mit der Impulsdauer von 150 ms immer nur dann ein Ausgangsimpuls von 50 ms Länge am UND-Gatter (S_A) auftreten, wenn der Eingangsimpuls an diesem Gatter ein H-Impuls war. Schaltungstechnisch wird hierbei das UND-Gatter aus drei NOR-Gattern gebildet. Der Q-Ausgang von MF 1 triggert ein weiteres Monoflop MF 2, dessen $\overline{Q}$-Ausgang jede Sekunde einen Taktimpuls von 25 ms Dauer als Schiebetakte für die Schieberegister SR 1 und SR 2 liefert. Gleichzeitig mit MF 1 wird auch das Monoflop MF 3 getriggert, dessen Q-Ausgangsimpuls 1,5 s lang ist. Da es ein wieder triggerbarer Typ ist, bleibt sein Q-Ausgang so lange auf H, bis in der 59. Sekunde durch das Ausbleiben dieses Sekundentaktes der Q-Ausgang nach 1,5 s auf L geht. Das hat zur Folge, daß das Monoflop MF 4 getriggert wird und die beiden Schieberegister SR_1 und SR_2 den Resetbefehl erhalten. Alle 8 bzw. 16 Ausgänge (Q_A...Q_H) liegen jetzt auf L-Potential und die Leuchtdioden sind dunkel.

Das Monoflop MF 4 sperrt über ein NOR-Gatter die Taktimpulse für ca. 19 s. Denn mit der 20. Sekunde beginnt die Zeitinformation, zuerst die Minutenzahl mit 7 bit und einem Prüfbit, dann die Stundenzahl mit 6 plus 1 Prüfbit. Da der 20. Takt immer ein 200-ms-Impuls ist, also ein H-Signal, erscheint dieser nach dem Durchschieben durch beide Schieberegister nach 16 s am Ausgang Q_H ebenfalls als H-Pegel. Dieses H-Signal bewirkt nun über das NOR-Gatter eine Sperrung des Taktmonoflops MF 2; gleichzeitig leuchtet eine Leuchtdiode (gelb) auf und signalisiert das Ende des „Einlesens" der Zeitinformation. Je nach der augenblicklichen Zeit leuchten nun die einzelnen LEDs auf, wobei zu bemerken ist, daß die Minutenanzeige (LED = rot) n+1 bedeutet, also die nächstfolgende Minutenzahl angibt. Dasselbe gilt für die Stunden (LED = grün), wenn die 59. Minute erreicht ist.

Bis zum Löschbefehl durch die neue Minutenkennung sind nun noch 24 s Zeit für Korrekturen und Einstellungen an Quarz- oder anderen Präzisionszeitmessern vorhanden. Zum genauen Start dieser Uhren dient die akustische Hörkontrolle mittels eines Multivibrators, gebildet aus einem Schmitt-Trigger und einem RC-Glied. Seine Ausgangsimpulse von ca. 1 kHz werden über ein von den Sekundentakten geöffnetes UND-Gatter im IC 7413 dem Kleinstlautsprecher zugeführt.

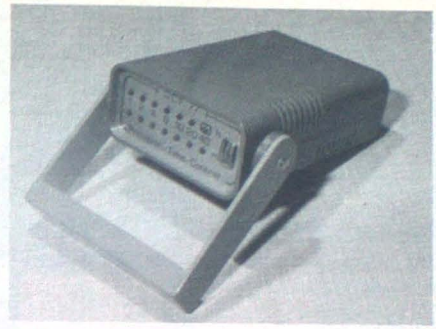


Bild 3. Das Gerät des Verfassers. Der Griff enthält die Ferritantenne. Die obere LED-Reihe zeigt die Stundenzahl, die untere die Minuten an. Die eingerahmte LED zeigt an, wenn ein Zeitcode vollständig empfangen wurde

Einsatzmöglichkeiten

Die Kenntnis der Uhrzeit ist eine der am häufigsten benötigten Information im täglichen Leben. Bahn, Schiff und Flugzeug sind auf genaue und über große räumliche Distanz hinaus übereinstimmende Zeitangaben angewiesen. Orientierungshilfe geben öffentliche Normaluhren, Uhrenanlagen auf Flughäfen und Bahnhöfen, der Rundfunk und das Fernsehen sowie die Telefonzeitansagen der Post. Die Steigerung der Ganggenauigkeit von elektrischen und elektronischen Uhren, seien es nun Tisch-, Wand-, Auto- oder Armbanduhren, auf Werte von wenigen Sekunden Abweichung im Monat wäre ein unnötiger Fortschritt, wenn nicht auch der Stand der betreffenden Uhren so genau wie möglich der amtlichen Zeit entspräche.

Dazu ist es nötig, diese amtliche Zeit zu kennen und wenn die obengenannten „Zeitquellen" nicht präsent sind oder, wie in den Fällen der Zeitzeichen im Rundfunk und Fernsehen, zu spärlich erscheinen, so ist es von Vorteil, auf die Aussendungen des Senders DCF 77 zurückgreifen zu können. Seine Zeitinformationen stehen „rund um die Uhr" zur Verfügung, und neuerdings wird der Sender höchstens bei starkem örtlichem Gewitter abgeschaltet. Das kleine, netzunabhängige und tragbare Gerät kann also die Aufgaben der Kontrolle von Uhren, Uhrensystemen und -anlagen wahrnehmen. Da nicht netzgebunden, kann das Gerät auf Booten und auch auf Landeplätzen der Sportflieger Verwendung finden. Nach spätestens zwei „Durchgängen" steht die Zeitinformation in Minute und Stunde fest und korregierte Uhren lassen sich dann mit dem nächsten Minutenbeginn starten. Als Kontrollempfänger kann das Gerät außerdem beim Ausfall funkgesteuerter Uhrenanlagen eine Aussage darüber machen, ob z. B. der gerade auftretende Fehler durch eine geräteinterne oder aber durch eine Empfangsstörung verursacht wird. Auch der günstigste Ort für eine Antennenmontage von funkgesteuerten Uhrenanlagen wäre eine Anwendungsmöglichkeit.

Literatur

[1] *Becker, G.*: Aussendung und Empfang des Zeitmarken- und Normalfrequenzsenders DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/72, S. 224 bis 229.

[2] *Becker, G., u. Hetzel, P.*: Codierte Zeitinformation über den Zeitmarken- und Normalfrequenzsender DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/73, S. 163...164.

[3] *Hetzel, P., u. Rohbeck, L.*: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. FUNKSCHAU 1974, Heft 19, S. 727...730.

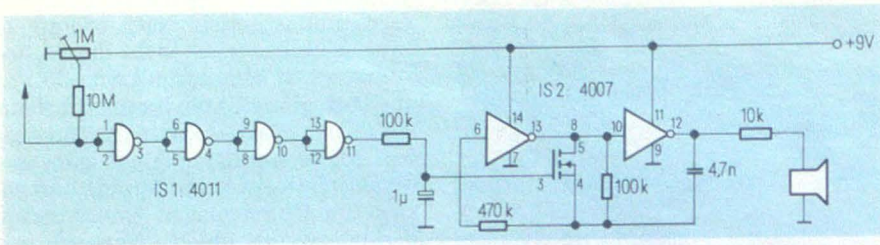
[4] *Wonnay, J. R., u. Schlegel, M.*: Die codierte Zeitübertragung nach DCF 77. Uhrentechnik 1975, Nr. 2, S. 9...16.

Einfaches Leitungssuchgerät

Zum Auffinden von elektrischen Leitungen unter Putz gibt es recht preiswert erhältliche Geräte. Es handelt sich dabei meist um Metalldetektoren, das heißt um Geräte, die nicht spezifisch auf stromführende Leitungen reagieren, sondern auch zum Beispiel auf Gas- oder Wasserleitungen ansprechen. Mit diesen Geräten ist es jedoch häufig schwierig, elektrische Leitungen aufzufinden, da diese nur kleine Metallmassen haben und zudem aus Kupfer bestehen, einem Metall, auf das diese Geräte schlechter ansprechen als zum Beispiel auf Eisen.

Diese Schwierigkeiten umgeht die nachfolgende Schaltung (*Bild*), die nur auf stromführende elektrische Leitungen anspricht, indem sie die Brummspannung dieser Leitungen auffängt und indirekt hörbar macht.

Die IS 4011 dient als hochohmiger Verstärker. Das erste Gatter liegt dazu über einen Spannungsteiler auf halber Speisespannung. Zum Eingang des ersten Gatters führt der eigentliche Sensor, der einfach aus einem etwa fünf-



Schaltung des Leitungssuchers. Das Trimmpoti ist auf die jeweils gewünschte Empfindlichkeit einzustellen; normalerweise steht sein Schleifer etwa in Mittelstellung

zehn Zentimeter langen Stück Draht besteht. Wird dieser Sensor in ein genügend starkes Brummfeld gehalten, erscheint am Ausgang des letzten Gatters eine 50-Hz-Rechteckspannung, deren Tastverhältnis stark von der Lage des Sensors abhängig ist. Diese Rechteckspannung wird durch das nachfolgende RC-Glied geglättet.

Mit der IS CD 4007 ist ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) aufgebaut. Es handelt sich im Prinzip um die Standartschaltung eines astabilen Multivibrators mit zwei Invertern. Zu dem frequenzbestimmenden Widerstand ist jedoch ein N-Kanal-FET parallel geschaltet; dieser FET wird durch die geglättete Ausgangsspannung des Verstärkers angesteuert. Kommt man nun mit dem Sensor in ein Brummfeld, so macht sich dies in einer deutlichen Frequenzänderung des VCO bemerkbar.

An den CMOS-Oszillator läßt sich direkt ein Kristallohrhörer mit einer Impedanz von 50 kΩ anschließen. Wer es lauter haben will, kann natürlich auch eine Impedanzwandlerstufe folgen lassen und einen Kleinlautsprecher betreiben.

Das Gerät ist völlig unkritisch im Aufbau. Der Verfasser hat die Schaltung wegen ihres geringen Raumbedarfs zusätzlich in ein schon vorhandenes Metallsuchgerät einbauen können und ist jetzt für alle Fälle gerüstet.

Winfried Degen

Die Umkehrung von NTC-Widerständen

In manchen Schaltungen benötigt man zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit einen Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten. Während jedoch Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC-Widerstände) mit Werten von einigen Ohm bis zu mehreren hundert Kiloohm leicht erhältlich sind, gibt es im allgemeinen PTC-Widerstände nur in wenigen Varianten des Widerstandswertes und des Temperaturkoeffizienten. Mit der in *Bild 1* gezeigten Schaltung kann nun auf einfache Weise der Temperaturgang eines NTC-Widerstandes „umgekehrt" werden: Der Zweipol zwischen den Anschlüssen a und b verhält sich wie ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten.

Daß der Zweipol überhaupt einen Widerstand darstellt, also ein linearer Zusammenhang zwischen Spannung U und Strom I besteht, zeigt die in *Bild 2* als Beispiel gemessene Kurve. Der Zweipolwiderstand wird durch $R = \Delta U/\Delta I$ definiert. Man sieht allerdings auch, daß zwei geringfügige Einschränkungen in Kauf genommen werden müssen: Erstens muß natürlich der Anschluß a gegenüber dem Anschluß b stets positiv sein, damit überhaupt Strom durch den Transistor fließt. Zweitens muß zwischen a und b eine Mindestspannung von etwa 1,5 V eingehalten werden, um im linearen Teil der Kurve zu arbeiten. Nach oben wird der Arbeitsbereich nur durch die Grenzdaten des Transistors und die Eigenerwärmung des NTC-Widerstandes begrenzt.

Die zwei Freiheitsgrade bei der Festlegung der beiden Widerstände R1 und R2 werden dazu benutzt, der Schaltung die folgenden praktischen Eigenschaften zu geben:

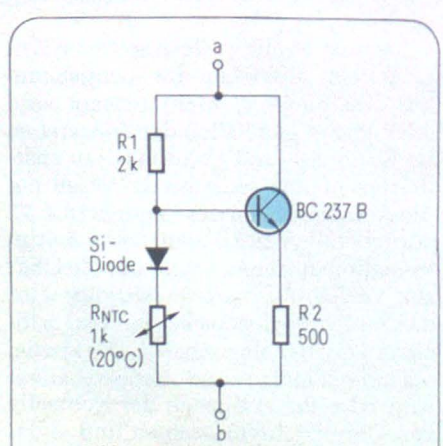


Bild 1. Schaltung zur Umkehrung des Temperaturgangs eines NTC-Widerstandes

– Der relative Temperaturkoeffizient α des Zweipols ist gleich einem beliebig wählbaren Bruchteil des relativen Temperaturkoeffizienten des NTC-Widerstandes:

$$\alpha = -q\,\alpha_{NTC} \text{ mit } q<1, \qquad (1)$$

wobei die Definition des relativen Temperaturkoeffizienten

$$\alpha = \frac{1}{R}\,\frac{\Delta R}{\Delta T} \qquad (2)$$

in Bild 3 veranschaulicht ist.

– Bei der nominellen Arbeitstemperatur ist der Zweipolwiderstand zwischen a und b gleich dem Widerstandswert des NTC-Widerstandes. Dazu sind die Widerstände R1 und R2 durch

$$R1 = \frac{1+q}{1-q}\,P_{NTC} \text{ und } R2 = \frac{1-q}{1+q}\,R_{NTC} \qquad (3)$$

festzulegen.

Als Beispiel wurde die Schaltung in Bild 1 für den Fall dimensioniert, daß ein Zweipol mit einem relativen Temperaturkoeffizienten von einem Drittel

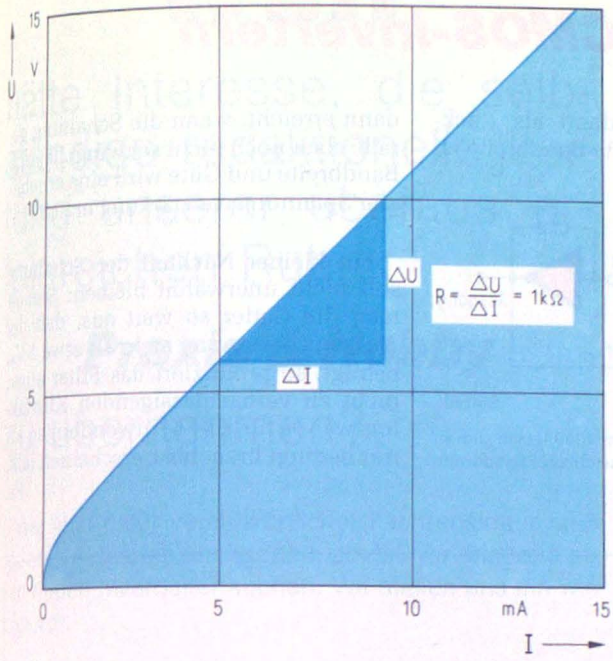


Bild 2. Die Spannung als Funktion des Stromes in der Schaltung nach Bild 1

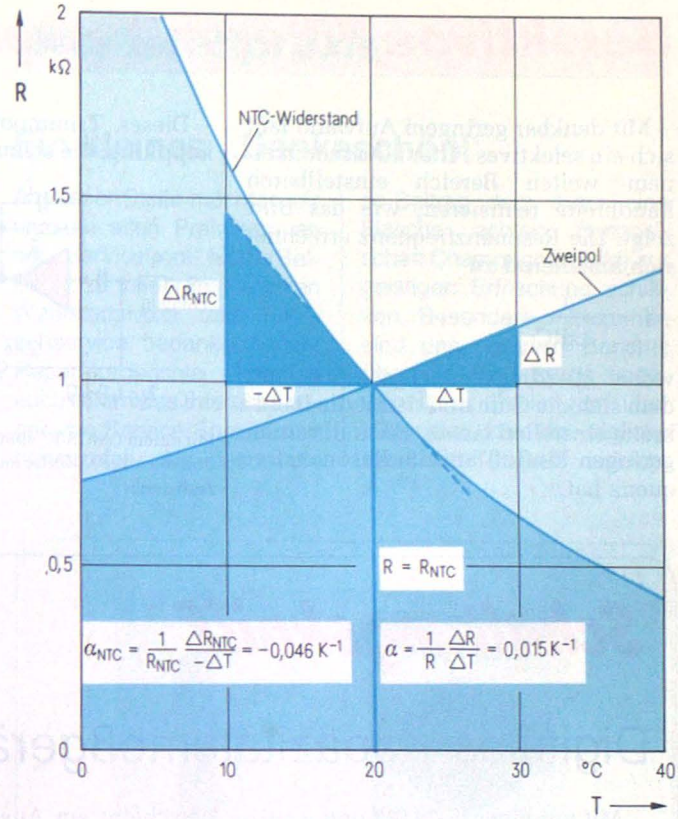


Bild 3. ▶
Die Temperaturabhängigkeit des Zweipols und des NTC-Widerstandes

desjenigen eines NTC-Widerstandes benötigt werde (q = 1/3) und der Zweipol bei 20°C einen Widerstand von 1 kΩ haben soll. Aus Gl. 3 ergibt sich R1 = 2 kΩ und R2 = 500 Ω. Die gemessene U/I-Kurve, Bild 2, bestätigt den gewünschten Zweipolwiderstand. *Bild 3* schließlich zeigt den Temperaturgang des Zweipolwiderstandes mit der gewünschten positiven Steigung im Arbeitspunkt. Zum Vergleich ist auch der Temperaturgang des NTC-Widerstandes allein eingetragen. Sein relativer Temperaturkoeffizient kann, wie hier, grafisch aus der Steigung der Kurve ermittelt werden oder aus der in den Datenblättern angegebenen Materialkonstante B berechnet werden:

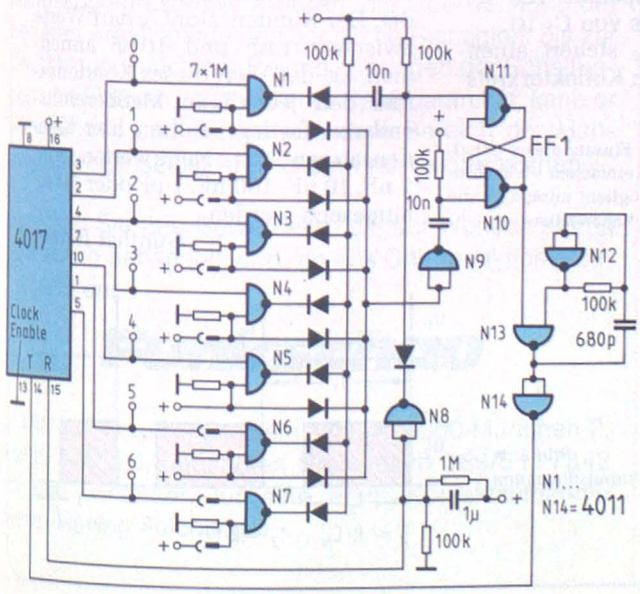
$$\alpha_{NTC} = \frac{-B}{(273{,}15 + t)^2}, \qquad (4)$$

wobei t die Temperatur im Arbeitspunkt in °C ist.

Dipl.-Phys. Arnulf Wallrabe

Sensortasten mit gegenseitiger Auslösung

Da spezielle Sensor-ICs manchmal nicht leicht beschaffbar sind, kam die Schaltung im *Bild* zustande. Sie eignet sich besonders in Verbindung mit Analogschaltern vom Typ 4016 oder 4066.



Schaltung der gegenseitigen Auslösung für Sensortasten. Die Gatter sind in Vierergruppen in vier ICs 4011 integriert, als Dioden eignen sich beliebige Si-Typen

Beim Berühren einer Sensortaste wird FF1 gesetzt, sein Ausgang wird H und der Rechteckgenerator (ca. 100 kHz) erhöht bei jedem positiven Taktimpuls den Zählerstand um 1, bis die Und-Funktion des mit der Sensortaste aktivierten Gatters erfüllt ist. Dann wird FF1 rückgesetzt, und der Zähler zählt nicht weiter, sondern bleibt stehen und wirkt als Speicher, bis eine andere Taste berührt wird.

Beim Einschalten der Speisespannung werden FF1 und der Zähler rückgesetzt, was eine Vorzugsstellung ergibt. Die Ausgänge der Schaltung sind die Dekoder-Ausgänge des Zählers. Sie sind auf L, außer der „eingerasteten" Taste, die auf H schaltet. Die Oszillatorfrequenz ist so hoch gewählt, daß keine Übergangsstörungen bei den einzelnen Schaltern auftreten.

Bassem Yahya

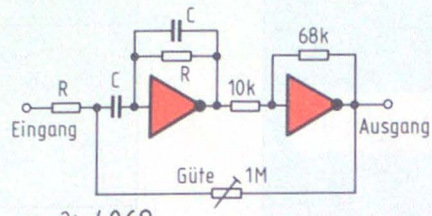
Selektives Filter mit zwei CMOS-Invertern

Mit denkbar geringem Aufwand läßt sich ein selektives Filter mit einer in einem weiten Bereich einstellbaren Bandbreite realisieren, wie das *Bild* zeigt. Die Resonanzfrequenz errechnet sich annähernd zu

$$f = \frac{1}{2\pi RC},$$

wobei allerdings das Trimmpoti, mit dem sich die Güte und damit die Bandbreite einstellen lassen, ebenfalls einen geringen Einfluß auf die Resonanzfrequenz hat.

Dieses Trimmpoti dient als Rückkopplung; die schmalste Bandbreite ist dann erreicht, wenn die Schaltung gerade eben noch nicht schwingt. Je nach Bandbreite und Güte wird eine erhebliche Spannungsverstärkung erzielt.



Mit einem CMOS-IC 4069 oder 4049 lassen sich so drei selektive Nf-Filter mit einstellbarer Bandbreite realisieren

Ein kleiner Nachteil der Schaltung soll nicht unerwähnt bleiben: Steuert man die Gatter so weit aus, daß die Ausgangsspannung mehr als etwa 1 V_{ss} beträgt, so produziert das Filter einen nicht zu vernachlässigenden Klirrfaktor, was es für Hi-Fi-Anwendungen als nur bedingt brauchbar erscheinen läßt.

Fe.

Schaltungskniff

Digitales Kapazitätsmeßgerät mit Analoganzeige

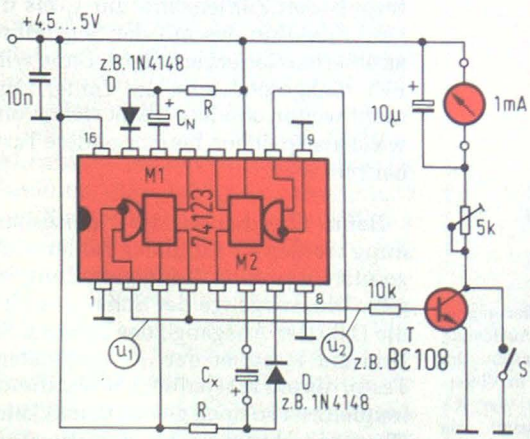
Mit nur einer IS 74123 und wenigen anderen Bauteilen läßt sich ein praktisches Kapazitätsmeßgerät aufbauen. Damit können Kapazitäten von ca. 100 pF . . . 10 µF gemessen werden. Als Anzeige wird ein 1-mA-Drehspulinstrument verwendet; jedes Vielfachinstrument mit einem 1-mA-Meßbereich ist auch geeignet.

Die IS 74123 enthält zwei monostabile Kippstufen. Bei der in *Bild 1* angegebenen Schaltung läuft Kippstufe 1 als Oszillator mit der Periodendauer T_1. Diese ist proportional zu $R \cdot C_N$. Jeder Impuls dieses Signals triggert die monostabile Kippstufe 2. Die monostabile Zeit dieser Stufe ist proportional zu $R \cdot C_X$. Dann erscheint am Ausgang von Stufe 2 eine Spannung U_2, wie sie auf *Bild 2* dargestellt ist. Je größer C_X ist, desto länger wird T_2. Damit vergrößert sich auch die schraffiert dargestellte Fläche, die dem arithmetischen Mittelwert der Spannung U_2 entspricht. Dieser ist proportional zum Quotienten aus C_X und C_N und kann mit einem Drehspulinstrument gemessen werden. Setzt man für C_N einen Kondensator von z. B. 1 µF ein, dann kann der Wert des Kondensators C_X direkt in Bruchteilen von 1 µF auf der Skala des Instrumentes abgelesen werden. Es muß dafür gesorgt werden, daß die Kapazität von C_N immer größer als die von C_X ist.

Die Spannung U_2 steuert einen Transistor, in dessen Kollektorkreis ein Trimmer in Reihe mit dem 1-mA-Meßinstrument liegt. Zum Kalibrieren muß bei geschlossenem Schalter S das Instrument mit dem 5-kΩ-Trimmer auf Vollausschlag gebracht werden. Wenn man diesen einfachen Abgleich von Zeit zu Zeit wiederholt, kann man als Stromversorgung eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie verwenden.

Die beiden Widerstände R müssen möglichst gleich sein. Werte zwischen 27 kΩ und 33 kΩ sind zulässig. Die Dioden sind Silizium-Universaldioden, als Transistor T wird ein NPN-Schalttransistor verwendet. Der Kondensator C_N darf Werte zwischen 1 nF und 10 µF annehmen. Da der Wert dieses Kondensators den jeweiligen Meßbereichsendwert festlegt, sollten hier Kondensatoren mit Nennwerten von 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 µF oder 10 µF eingesetzt werden.

Günther Ramm



◀ Bild 1. Der Einsatz dieser Schaltung in einem einfachen Vielfachinstrument ermöglicht zusätzlich die Messung von Kapazitäten

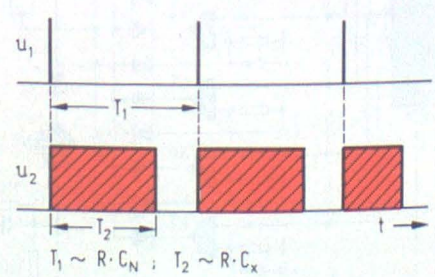


Bild 2. ▶ Impulsdiagramm

Leonhard Sting

Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

1. Teil

In Heft 7/1976 beschrieben wir einen Miniaturzähler für Frequenz- und Periodendauermessung. Der folgende Beitrag beschreibt den Ausbau dieses Minizählers zum Universalzähler. Mit dem Minizähler als Kernstück erhält man so einen kompakten und preiswerten Laborzähler, der durch seine erweiterten Funktionen und die Aufbereitung der Eingangssignale universell einsetzbar ist.

Konzept zur Systemerweiterung

Ausgegangen wird von dem Wunsch, den Frequenzmeßbereich des Minizählers von 5 MHz auf mindestens 50 MHz zu erweitern. Die Frequenzmeßbereiche sollen umschaltbar sein. Im niedrigeren Frequenzmeßbereich wird eine Anzeige direkt in Hz gewünscht; dies entspricht einer Messung pro Sekunde. Um auch schneller messen zu können, erschien eine Wahl der Auflösung sinnvoll. Bei einem Wert der niedrigstwertigen Stelle von 10 Hz erhält man zehn Messungen pro Sekunde. Schaltet man mit einem Vorteiler von 10 : 1 den höheren Frequenzmeßbereich ein, so ergibt sich eine wählbare Auflösung von 10 Hz bzw. 100 Hz. Die Umschaltung bzw. Ausblendung des Dezimalpunkts soll in allen Schalterstellungen für alle Systemerweiterungen automatisch geschehen.

Ein Vorteiler (10 : 1) bringt nicht nur die Möglichkeit, den Frequenzmeßbereich zu erweitern, sondern erlaubt es auch, in der Betriebsart Periodendauermessung über zehn Perioden zu mitteln. Damit steigt die mögliche Auflösung von 1 µs auf 0,1 µs.

Die Triggerschaltung

Betrachten wir nun die Eingangseigenschaften des Zählers. Um Eingangssignale mit unterschiedlichen Signalpegeln verarbeiten zu können, wird ein Vorverstärker mit einem darauffolgenden Trigger vorgesehen. Der Vorverstärker hebt den Pegel des Eingangssignals auf einen zur Ansteuerung des Triggers ausreichenden Wert an und sorgt für eine gute Entkopplung, um Rückwirkungen zu vermeiden. Er bestimmt außerdem die Eingangsimpedanz und die Überlastbarkeit des Zählers. Der Trigger hat die Aufgabe, das zu messende Eingangssignal, welches meist nicht in Rechteckform (sondern z.B. als Sinus) vorliegt, in eine rechteckförmige Steuerspannung umzuformen, mit der digitale Zählstufen angesteuert werden können. Die Angabe der Eingangsempfindlichkeit bezieht sich auf die minimale Eingangsspannung, bei der ein korrekter Betrieb des Zählers gerade noch gewährleistet ist. Sie wird durch den Vorverstärker und den Trigger bestimmt. Die Empfindlichkeit ist um so größer, je größer der Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers und je größer sein Störabstand (je geringer sein Eigenrauschen) ist. Außerdem wird der Zähler um so empfindlicher, je kleiner der Hysteresebereich des Triggers ist, allerdings nicht nur für das Nutzsignal, sondern auch für Störungen. Eine Eingangsempfindlichkeit von minimal 20 mV (Spitze – Spitze) soll hier erreicht werden.

Da die Empfindlichkeit außerdem einstellbar sein soll, betrachten wir nun den Triggerpegel. Macht man die Schalthysterese eines Schmitt-Triggers gleich Null, so erhält man einen nicht rückgekoppelten Null-Volt-Komparator. Das Schaltverhalten zeigt *Bild 1a*. Das Kippen der Ausgangsspannung des Spannungskomparators erfolgt in den Nulldurchgängen der Eingangsspannung. Dieses Verhalten wird bei unserem Zähler erreicht, wenn die Hysterese ausgeschaltet und die maximale Empfindlichkeit eingestellt ist. Ein fester Triggerpegel ist jedoch in vielen Fällen ungünstig. Durch einen einstellbaren Triggerpegel können Störspitzen unterdrückt werden, und weiterhin bleibt bei geringen Signalpegeln ein guter Rauschabstand erhalten. Diese Vorteile eines nach positiven Werten hin verschiebbaren Triggerpegels zeigen die Bilder 1b und 1c. Spezielle Meßaufgaben verlangen jedoch neben einer variablen Triggerpegeleinstellung auch noch die Möglichkeit, die Hysterese einzustellen, und zwar unabhängig vom Triggerpegel. Dies ist z. B. der Fall, wenn man die Frequenz einer Schwingung messen will, die stark verrauscht ist oder auf deren Amplitude eine weitere Schwingung höherer Frequenz aufmoduliert ist (Bild 1*d*). Somit soll bei unserem Zähler neben dem Triggerpegel auch die Hysterese einstellbar sein.

Um die richtige Einstellung des Triggerpegels überwachen zu können, wird ein Trigger-Ausgang vorgesehen, der TTL-Pegel liefert. Somit kann man auf einem Oszilloskop sehen, ob der Triggerpegel dem Meßproblem entsprechend richtig gewählt ist oder ob z. B. ein Jitter des Triggersignals vorliegt. Außerdem kann dieser Ausgang in Verbindung mit dem Z-Eingang eines Oszilloskops zur Helligkeitsmodulation des Eingangssignals benützt werden, um die Lage des Triggerpegels sichtbar zu machen.

Eine genauere Lagebestimmung des Triggerpegels ist mit einem Zweikanal-Oszilloskop möglich. Dabei wird auf dem einen Kanal das Meßsignal und auf dem anderen Kanal das Triggersignal dargestellt. Der Low-Pegel des Triggersignals wird dazu vor der Messung deckungsgleich auf den Null-Volt-Pegel des Meßsignals eingestellt.

Die effektive Eingangsimpedanz ist eine frequenzabhängige Größe und sinkt mit steigender Frequenz, da der kapazitive Anteil dann immer mehr an Bedeutung gewinnt. Der ohmsche Eingangswiderstand des Vorverstärkers wird hier zu 1 MΩ gewählt, um das Meßobjekt möglichst wenig zu belasten. Die unvermeidliche Parallelkapazität wird in der Größenordnung von 20...30 pF liegen.

Als Kopplungsarten sind Gleichspannungskopplung (DC) und Wechselspannungskopplung (AC) vorgesehen. Gleichspannungskopplung muß gewählt werden, wenn extrem langsame Vorgänge gemessen werden sollen, die Periodendauer des Eingangssignals also sehr groß ist. Bei AC-Kopplung würde das Eingangssignal so stark verformt (differenziert) werden, daß eine Messung nicht mehr möglich wäre. Eine Umschaltung auf Wechselspannungskopplung muß dagegen möglich sein, um Signale mit hohem Gleichspannungsanteil (Offset) messen zu können.

Der Eingang des Vorverstärkers soll außerdem einen Überspannungsschutz besitzen, damit er bei zu hohen Eingangsspannungen nicht zerstört wird. Als weitere Systemergänzung wird nun die Wahl zusätzlicher Betriebsarten betrachtet.

Tastverhältnis-Messung

Außer der Messung von Frequenz und Periodendauer ist eine Erweiterung zur Messung der Low-Zeit und der High-Zeit leicht möglich. Somit kann auch die Zeitdauer der Pulspause bzw. der Pulsbreite von Rechtecksignalen bestimmt werden. Ist die Eingangsspannung ein periodisches, nicht rechteckförmiges Signal, so kann die Zeit bestimmt werden, in der das Signal negativ bzw. positiv ist. Es sei hier daran erinnert, daß dabei genauso wie in der Betriebsart Periodendauermessung der Triggerpegel auf den Nulldurchgang des zu messenden Signals gelegt werden muß (Einstellung maximaler Empfindlichkeit).

Ereigniszählung

Als weitere Betriebsart soll eine Ereigniszählung möglich sein. Dabei entfällt die Steuerung des Zählgatters durch die Zeitbasis, das Tor ist normalerweise ständig in Durchlaß geschaltet, und die ankommenden Impulse des Meßsignals werden laufend gezählt. Damit man die Anzahl der Ereignisse auch innerhalb eines frei wählbaren Zeitraumes feststellen kann, wird das Zählgatter extern gesteuert. Man erhält so einen Start-Stop-Betrieb. Da das Start- und Stop-Signal entweder von einer oder von zwei getrennten Quellen stammen kann, muß eine Umschaltung für die Betriebsarten „Gemeinsam" und „Getrennt" (Common, Separate) vorgesehen werden. Für die Stellung „Common" ist nur ein Eingang vorhanden (*Bild 2a*). Für die Stellung „Separate" sind zwei weitere Eingänge vorhanden, die aus unabhängigen Signalquellen betrieben werden können (Bild 2*b*). Auf eine Einstellmöglichkeit für die Triggerpegel der Start-Stop-Eingänge sowie auf eine Wahl der Triggerflanke wird hier verzichtet. Es wird stets bei der abfallenden Flanke getriggert. Durch zwei Taster wird auch ein manuelles Starten und Stopen ermöglicht. Mit einer „Reset"-Taste wird die Anzeige auf Null zurückgestellt.

Man beachte, daß bei eingeschaltetem Vorteiler die angezeigte Impulszahl mit zehn multipliziert werden muß! Außerdem sei hier daran erinnert, daß bei bekannter Impulsdauer der Betrieb als Stoppuhr möglich ist.

Die gewählte Betriebsart wird mittels Leuchtdioden angezeigt. Da bei diesen Systemerweiterungen vom Miniaturformat sowieso abgegangen werden muß (obwohl der Aufbau trotzdem sehr kompakt möglich ist), soll auch die ursprünglich vorgesehene Sieben-Segment-Anzeige durch eine größere Anzeige ersetzt werden.

Die Schaltung

Im folgenden sollen die einzelnen Teile der Schaltung, welche die Systemerweiterung ausmachen, besprochen werden. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, werden Funktionseinheiten vorgestellt.

Die Eingangsschaltung

Bild 3 zeigt die Eingangsschaltung des Zählers. Hier werden aus beliebigen Kurvenformen des Eingangssignals Rechtecksignale gewonnen, wobei die Triggerschwelle einstellbar ist. Zuerst soll der Zweig mit dem 10:1-Vorteiler betrachtet werden. Dieser Vorteiler erweitert die maximale Zählfrequez des Minizählers von 5 MHz auf 50 MHz und

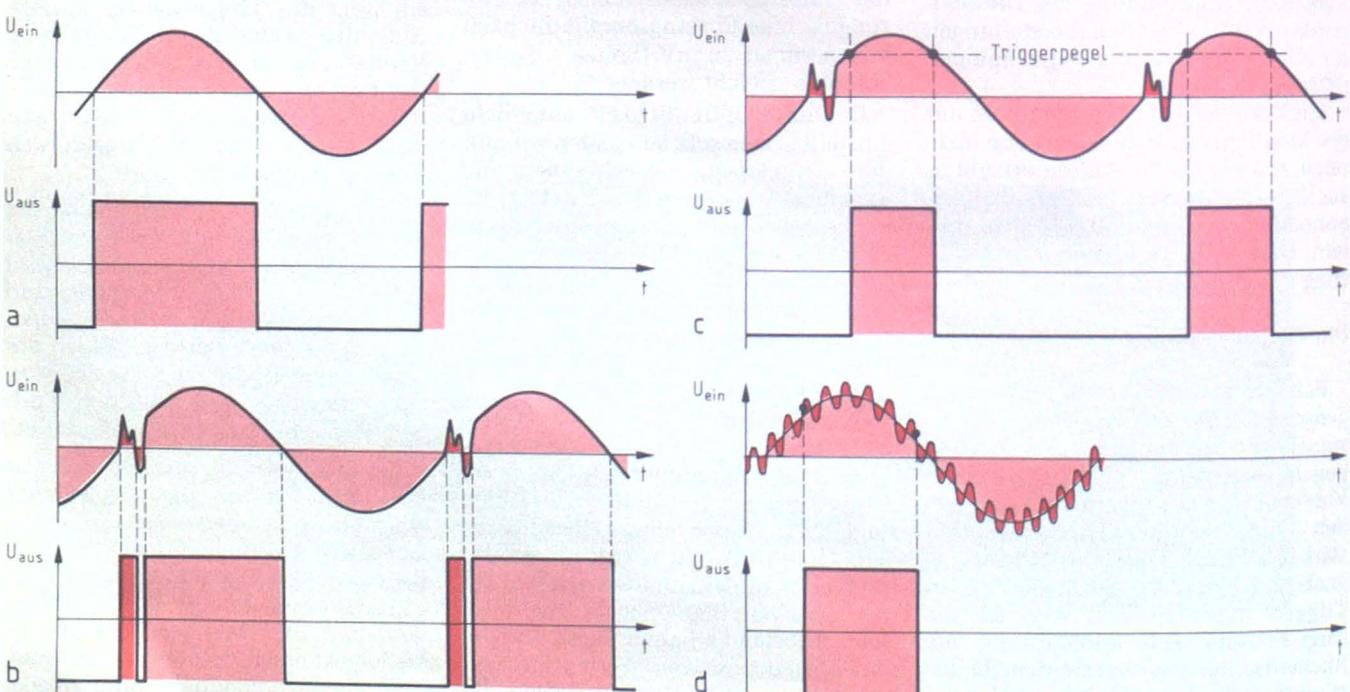


Bild 1. a) Schaltverhalten eines Komparators; b) Fehltriggerung durch Störspitzen, wenn der Triggerpegel nicht einstellbar ist; c) auch bei Störspitzen erfolgt eine korrekte Triggerung, wenn der Triggerpegel zu positiven Werten hin verschoben ist; d) exakte Triggerung durch einstellbare Hysterese

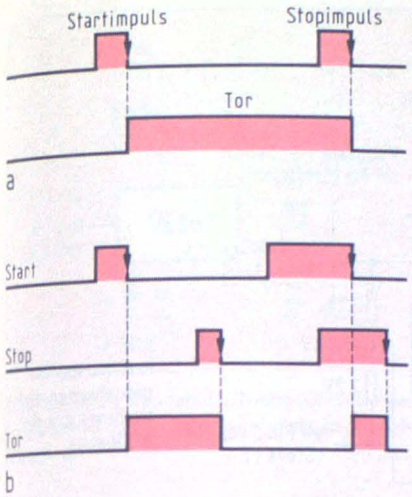


Bild 2. Start-Stop; a) Schalterstellung „Common", b) Schalterstellung „Separate"

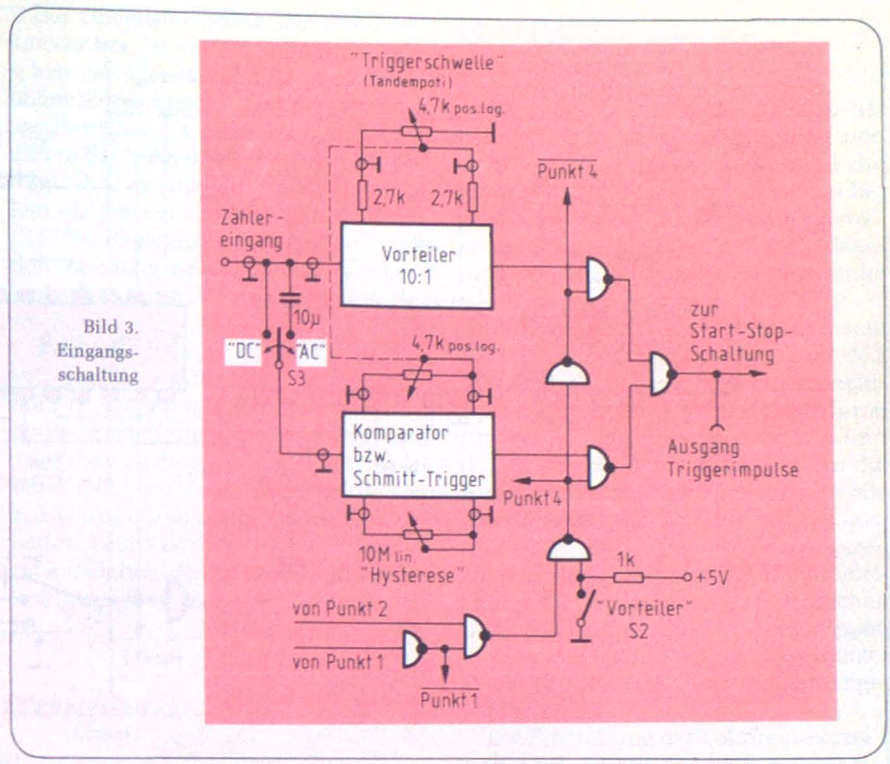


Bild 3. Eingangsschaltung

ist in den Betriebsarten Frequenzmessung (f), Periodendauermessung (T) und Ereigniszählung (I) eingeschaltet, wenn S2 geöffnet ist. Wie wir später sehen, ist bei der Messung der High-Zeit (T_H) und der Low-Zeit (T_L) Punkt 2 auf High und Punkt 1 auf Low, so daß in diesen beiden Betriebsarten der Zweig mit dem Komparator automatisch eingeschaltet ist. Dies wurde gemacht, weil eine Zeitmessung ohnehin nur bei niedrigen Frequenzen, die keinen Vorteiler verlangen, möglich ist.

Die Schaltung für den 50-MHz-Vorteiler nebst Vorverstärker ist hier nicht wiedergegeben. Wer den Selbstbau scheut, kann diese Baugruppe auch fertig, z. B. von der Firma Schwille (Postfach 80 16 09, 8000 München 80), beziehen. Als Vorteiler-IC eignet sich z. B. der Typ 74196, als Vorverstärker der Komparator µA 710.

Ist S2 geschlossen, so ist auf alle Fälle der Zweig mit dem Komparator eingeschaltet. Die Schaltung zeigt *Bild 4*. Mit einem Feldeffekttransistor BF 245 in Drainschaltung (Sourcefolger) wird ein hoher Eingangswiderstand (1MΩ) erzielt. Der Arbeitspunkt des Transistors ist mit R = 1 kΩ von Source gegen Masse eingestellt. Die Spannungsverstärkung der Transistorstufe ist v ≈ 1, siehe [1]. Der 100-kΩ-Widerstand in der Gate-Leitung ist gegen den hohen Eingangswiderstand des FET zu vernachlässigen und dient nur als Vorwiderstand der beiden gegeneinander geschalteten Z-Dioden. Diese begrenzen die Eingangsspannung (Überspannungsschutz). Der Kondensator mit C = 4,7 nF parallel zu R = 100 kΩ verbessert das Impulsverhalten der Schaltung. Mit R = 1 MΩ wird ein definierter Eingangswiderstand eingestellt. Zusammen mit dem Koppelkondensator von 10 µF (Bild 3) ergibt sich bei AC-Kopplung (S3) eine untere Grenzfrequenz von f = 0,1 Hz. Die maximal erlaubte Eingangsfrequenz der Schaltung ist ca. 1 MHz. Auf die FET-Stufe folgt ein Spannungskomparator mit einem Operationsverstärker 709. Die Referenzspannung und somit die Triggerschwelle wird über ein Poti (4,7 kΩ pos. log.) eingestellt.

Die Triggerschwelle läßt sich nur zu positiven Spannungswerten hin verschieben (ca. 7 V Spitze), die maximale Empfindlichkeit ergibt sich bei Linksanschlag und wird mit dem 1-kΩ-Trimmer auf ca. 20 mV eingestellt (siehe Abschnitt „Abgleich"). Wird die Schaltung mit ± 15 V gespeist, so muß der Widerstand mit 1 kΩ, der parallel zu 3,3 kΩ liegt, entfallen. Ist S7 geschlossen, so geht der Komparator in einen Schmitt-Trigger über, und die Hysterese ist mit dem 10-MΩ-Poti unabhängig von der Triggerschwelle einstellbar. Über einen Spannungsteiler und ein

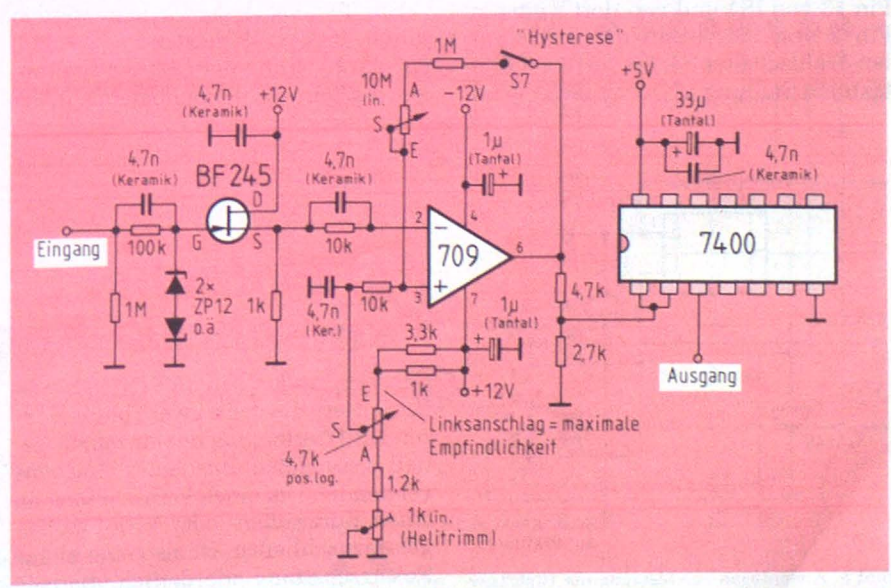


Bild 4. Komparator bzw. Schmitt-Trigger

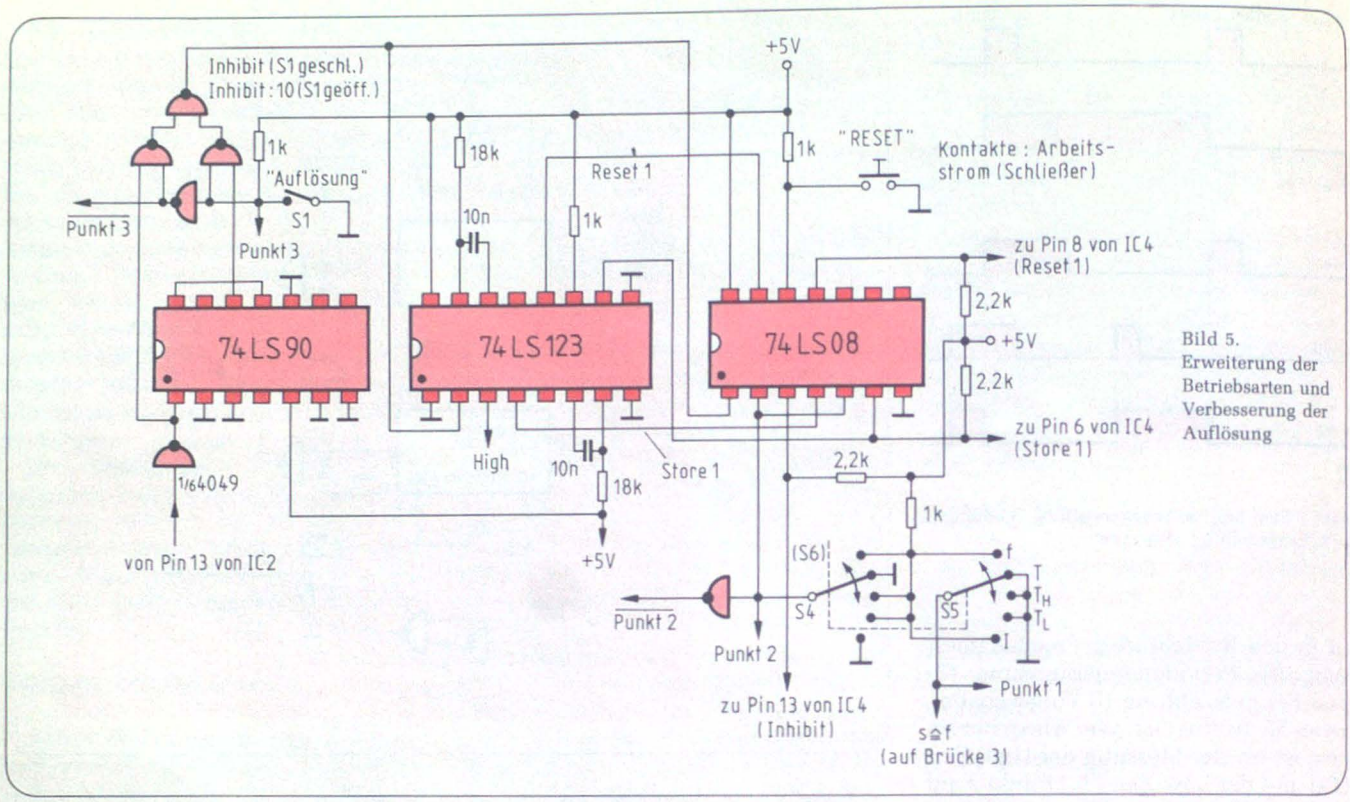


Bild 5. Erweiterung der Betriebsarten und Verbesserung der Auflösung

UND-Gatter wird das Ausgangs-Rechtecksignal auf TTL-Pegel gebracht.

Erweiterung der Betriebsarten und Verbesserung der Auflösung

Die Erweiterung der Betriebsarten auf Messung der High-Zeit, der Low-Zeit und auf Ereigniszählung zeigen *Bild 5* und *Bild 6*. Zugleich wird hier die Anzeige von 1 Hz in der niedrigstwertigen Stelle (ohne Vorteiler) erreicht. Ist S1 (Bild 5) geschlossen, so gelangt das Inhibit-Signal von Pin 13 von IS2 [2] zu Pin 13 von IS4 und von dort weiter zu Pin 2 von IS5, wenn der Betriebsarten-Wahlschalter S4, S5, S6 (3 x 5 Kontakte) in Stellung „f" steht. Ist S1 geöffnet, so wird das Inhibit-Signal durch zehn geteilt und die Torzeit zehnmal länger. Die Auflösung ist somit nicht mehr 10 Hz, sondern 1 Hz. In der Betriebsart Ereigniszählung ist das Inhibit-Signal stets auf Low-Potential und das Tor somit stets geöffnet. Die Signale Reset 1 und Store 1 werden jetzt durch ein Dual-Monoflop (74 LS 123) erzeugt. Reset 1 wird auch durch Drücken der Reset-Taste zum Rücksetzen der Anzeige bei Ereigniszählung erzeugt. Store 1 wird vom UND-Gatter nur bei Frequenzmessung durchgelassen.

Die TTL-Pegel der Signale werden durch Pull-up-Widerstände (2,2 kΩ) zur Ansteuerung der CMOS-Schaltungen des Mini-Zählers aufbereitet. In der Schaltung nach Bild 5 werden außerdem logische Pegel erzeugt, die zur automatischen Umschaltung des Dezimalpunkts und zur Anzeige der Betriebsart benötigt werden. Bild 6 zeigt die wenigen Änderungen, die zur Messung der High- bzw. Low-Zeit nötig sind. In diesen beiden Betriebsarten wird das Flipflop von IC6 umgangen, so daß die Torzeit τ_{INH} direkt der Signalbreite entspricht. Bei Messung der Periodendauer formt dieses Flipflop als Teiler durch 2 aus Impulsen mit beliebigem Tastverhältnis eine Torzeit τ_{INH}, die der vollen Periodendauer des Eingangssignals entspricht. Dies wird bei Messung von T_H bzw. T_L verhindert.

(Schluß folgt)

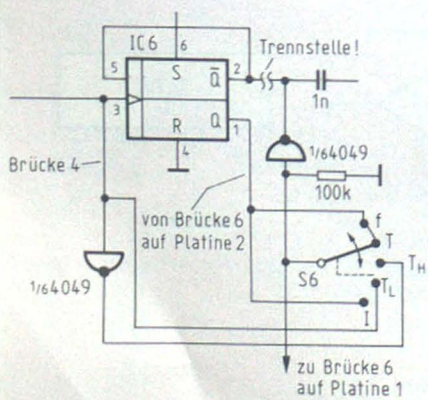
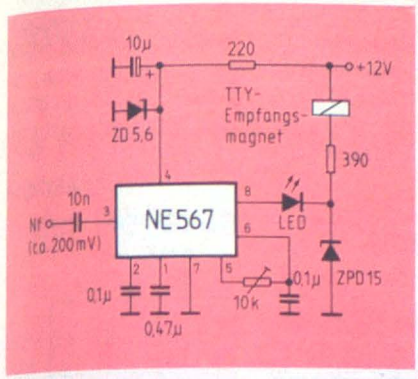


Bild 6. Änderungen zur Messung der High/Low-Zeit

Ein einfacher Fernschreib-Konverter

Funkfernschreiben (RTTY) ist eine Betriebsart, die meist zwei Tonfrequenzen zur Übertragung der einzelnen, seriell gesendeten Bits eines Zeichens verwendet. Um einen Fernschreiber an einen Kurzwellen- oder VHF-Empfänger anzuschließen, ist also eine kleine Zusatzschaltung erforderlich, die man Konverter nennt und die die Rückverwandlung der Töne in eine digitale Information vornimmt.

Das *Bild* zeigt eine Möglichkeit der einfachen Realisation eines solchen Konverters. Es handelt sich dabei um eine PLL-Schaltung, die auf die Frequenz 2125 Hz eingestellt werden kann; das ist die der logischen 1 entsprechende Frequenz. Ist dieser Ton vor-



Diese Schaltung wandelt die Tonfrequenzen eines empfangenen Funkfernschreibsignals in digitale Signale um

handen, so fließt Strom durch den Empfangsmagneten des Fernschreibers; außerdem leuchtet eine LED auf, die u. a. zum genauen Abgleich der Schaltung dient.

Die Dimensionierung der PLL-Zeitkonstanten ist ein Kompromiß zwischen geringer Bandbreite (und damit hoher Störsicherheit) und der maximal verarbeitbaren Geschwindigkeit, die hier rund 75 Baud (bit pro Sekunde) beträgt. Die Schaltung eignet sich vor allem für die Verwendung im 2-m-Band (RTTY-Frequenz: 144,6 MHz) oder für den Empfang relativ wenig gestörter Fernschreibsignale auf dem KW-Bereich.

Noch ein Hinweis: Die Geschwindigkeit der RTTY-Stationen ist nicht einheitlich, sie beträgt z. T. 45,45 Baud und 50 Baud. Stellt man den zum Empfang verwendeten Fernschreiber auf etwa 48 Baud ein, so lassen sich beide Geschwindigkeiten noch fehlerfrei verarbeiten. Leider ist dies nicht bei allen Geräten möglich, da nur ein Teil mit fliehkraftgeregelten Motoren ausgestattet ist. Fe.

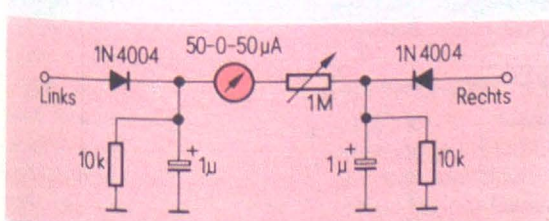
Einfache Balance-Anzeige für Stereo-Verstärker

Um festzustellen, ob die beiden Verstärkerzüge einer Stereo-Anlage bei jeder Stellung des Lautstärke-Potentiometers untereinander die gleiche Verstärkung aufweisen bzw. ob die beiden Teilpotentiometer im Lautstärkeregler einen identischen Widerstandsverlauf haben, eignet sich recht gut eine Balance-Anzeige mit einem Drehspulinstrument, dessen Nullpunkt in der Mitte liegt *(Bild)*.

Aus den beiden Lautsprecherausgängen des Stereo-Verstärker wird mit Hilfe zweier Gleichrichterschaltungen eine Differenz-Gleichspannung gebildet, die am Instrument direkt als Anzeige der Balance dient. Mit dem Potentiometer kann die Empfindlichkeit der Schaltung der eingestellten Lautstärke angepaßt werden.

Sinnvollerweise schaltet man zum Balance-Test den Stereo-Verstärker auf monofonen Betrieb, da dadurch sichergestellt wird, daß beide Kanäle ein identisches Signal erhalten. Bei richtiger Einstellung des Balance-Reglers darf sich auch bei Betätigung des Stereo-Lautstärkereglers der Zeiger des Instruments nicht aus seiner Mittelstellung bewegen.

Ein wunder Punkt der Sache soll nicht verschwiegen werden: Das Instrument liefert natürlich keine Aussage darüber, welche Stellung des Balance-Einstellers der optimalen Einstellung für bestimmte räumliche Verhältnisse entspricht – das hängt vom Aufstellungsort und der Symmetrie der Lautsprecherboxen ab. *Mathias Hecker*



Balanceanzeige für Stereoverstärker. Die Elkos sollten eine Spannungsfestigkeit von min. 50 V aufweisen, damit sich die Anordnung auch für größere Leistungen eignet

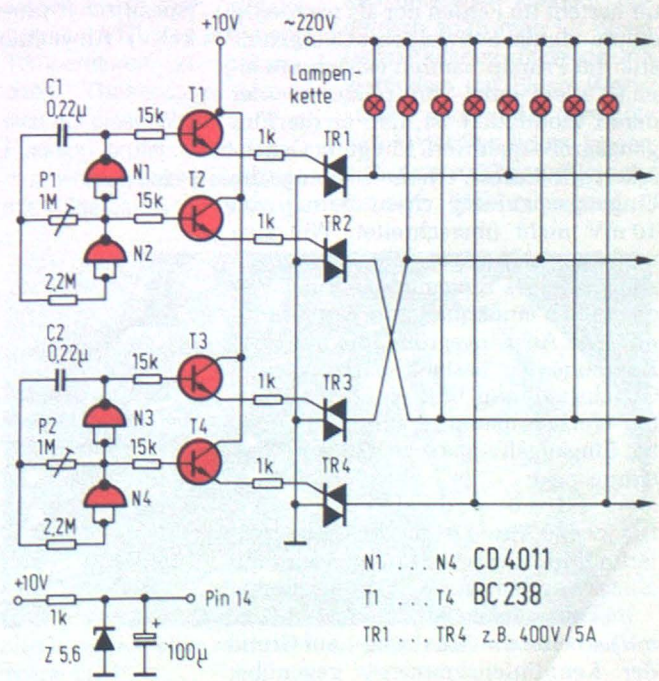
Schwebungs-Lauflicht

Der nicht nur aus der Akustik bekannte Effekt der Schwebung läßt sich auch visuell realisieren. Während die akustische Schwebung durch zwei benachbarte Töne hervorgerufen wird, kann für Lauflichteffekte die Überlagerung von Rechtecksignalen verwendet werden.

Die Steuereinheit läßt sich mit einem IC 4011 verwirklichen. N 1 und N 2 bzw. N 3 und N 4 bilden je einen Rechteckgenerator. Ihre Frequenz ist durch C 1 bzw. C 2 grob vorgegeben, P 1 und P 2 dienen zur Feineinstellung. An die Ausgänge der NAND-Glieder ist jeweils eine Stromverstärkerstufe angeschlossen. Diese Stufen steuern Triacs, deren Dimensionierung der Aufnahmeleistung der Lampenkette entsprechen muß. Die Lampen sind in vier Gruppen zusammengefaßt, die in geeigneter Weise (*Bild*) an die Steuereinheit angeschlossen sind.

Die Einstellung der Taktfrequenzen 1 und 2 erfolgt mit den beiden Potentiometern. So kann z. B. der ungefähre Umschalttakt mit P 1 eingestellt werden. Gelingt es nun, mit P 2 die gleiche Frequenz zu erreichen, blinkt die Lampenkette ohne erkennbares System. Eine geringe Variation eines der Potentiometer ruft eine Laufwirkung in der Lichterkette hervor. Die Laufgeschwindigkeit wächst allmählich und erreicht ein Geschwindigkeitsmaximum. Dann verlangsamt sich der Laufeffekt und kommt schließlich zum Stehen, d. h.

Verblüffende optische Effekte ergeben sich durch dieses „schwebende" Lauflicht. Die Triacs richten sich nach der Belastung durch die Lampenkette



die Lampengruppen blinken wechselseitig. Danach baut sich die Laufwirkung in gleicher Weise in entgegengesetzter Richtung auf. Die Laufrichtungen wechseln ständig. Dazwischen gibt es die Phase des wechselseitigen Blinkens. Der zeitliche Abstand zwischen zwei Richtungswechseln ist durch die Frequenzdifferenz gegeben.

Beim Aufbau der Schaltung sind die Bestimmungen der VDE 0100 zu beachten. *Otto Herbst*

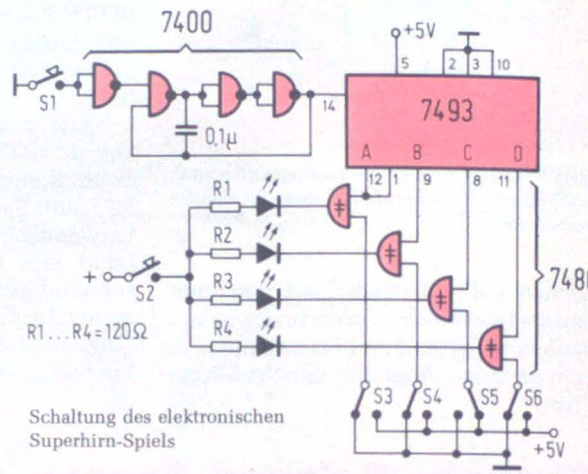
Elektronisches „Superhirn"

Unter dem Namen „Superhirn" erfreut sich ein Denkspiel großer Beliebtheit, bei dem möglichst schnell eine bestimmte Farbkombination des Spielpartners erraten werden muß. Der Mitspieler gibt mit Hilfe von Stöpseln zu erkennen, welche Farben übereinstimmen. Das Spiel bietet sich an, elektronisch nachvollzogen zu werden.

Als Start-Stop-Oszillator wird das IC 7400 verwendet *(Bild)*. Wird die Taste S 1 gedrückt, beginnt der Zähler 7493 die erzeugten Impulse zu zählen und bleibt beim Loslassen der Taste so stehen, daß an den vier Zählerausgängen eine zufällige Kombination von High- und Low-Zuständen entsteht, die es nun zu erraten gilt.

Die vier Schalter S 3...6 kann man nun in eine beliebige Stellung bringen. Haben die zusammengehörenden Zählerausgänge und Schalter gleiches Potential, so nehmen die Ausgänge des ICs 7486 den Zustand „Low" an. Nach Betätigung der Taste S 2 läßt sich ablesen, wie viele Schalterstellungen „richtig" sind. Zweckmäßigerweise ordnet man die vier LED so an, daß der Zusammenhang mit den einzelnen Schaltern nicht erkennbar ist.

Klaus Hörmann



Schaltung des elektronischen Superhirn-Spiels

Schaltungskniff

Empfindlicher Hochfrequenzgleichrichter

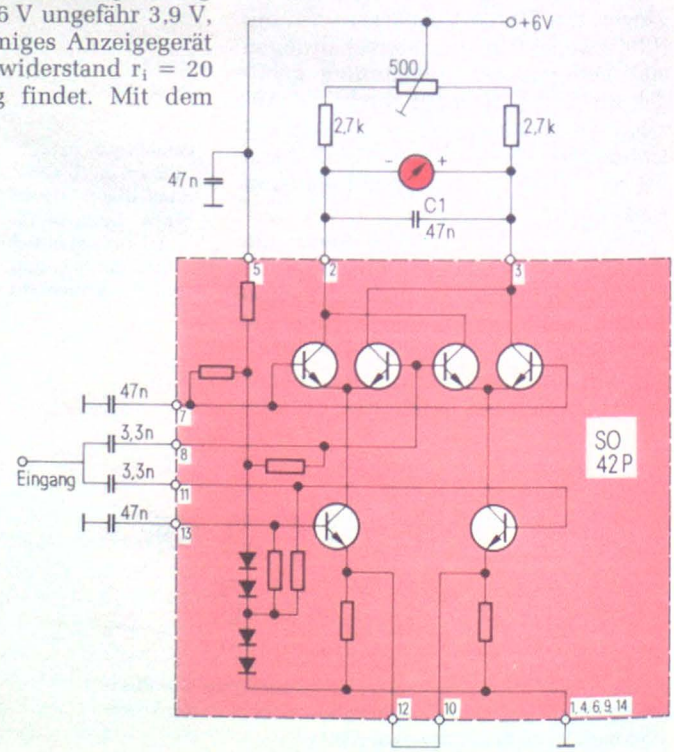
Die im *Bild* angegebene Schaltung dient zum Nachweis oder zur qualitativen Messung kleiner Hf-Spannungen bis über den UKW-Bereich hinaus. Der Vorteil dieser Anordnung gegenüber dem gebräuchlichen Diodengleichrichter besteht im Fehlen der als nachteilig empfundenen Schwellwert-Charakteristik. Im Prinzip handelt es sich um einen Kleinsignal-Multiplizierer, der derart modifiziert ist, daß er die Eingangsgröße quadriert. Mit guter Genauigkeit gilt dieses Verhalten, solange die Eingangsspannung einen Betrag von 10 mV nicht überschreitet. Wie sich mathematisch zeigen läßt, erzeugt ein sinusförmiges Eingangssignal der Frequenz f an einer quadratischen Kennlinie eine Ausgangsgröße, die aus zwei Komponenten besteht, nämlich einer Gleichspannung und einer überlagerten Wechselspannung mit der doppelten Eingangsfrequenz gemäß dem Gleichungspaar

$$f-f = 0 \quad \text{und} \quad f+f = 2f$$

Der zweite Anteil ist für die Gleichrichterfunktion unerwünscht und wird mit einem Kondensator (C 1) unterdrückt.

Im Falle der Übersteuerung ($U_{Hf} > 10$ mV) arbeitet die Schaltung – auf Grund der Kennliniensymmetrie gegenüber negativen und positiven Halbwellen – uneingeschränkt, aber die Anzeige erreicht schnell ihren Sättigungswert. Dieser hängt von der Betriebsspannung ab und beträgt bei 6 V ungefähr 3,9 V, sofern ein hochohmiges Anzeigegerät (spezifischer Innenwiderstand r_i = 20 kΩ/V) Anwendung findet. Mit dem 500-Ω-Trimmwiderstand wird der Nullabgleich durchgeführt.

Der Kern der Schaltung läßt sich auch mit Einzelhalbleitern simulieren. Allerdings geht dann im allgemeinen die der integrierten Schaltung SO42P innewohnende Temperaturkompensation verloren. Abschließend sei noch erwähnt, daß sich die Anordnung ausgezeichnet zur AM-Demodulation eignet, z. B. anstelle der Diode im „Detektor-Empfänger". *Michael v. Sarnowski*



Das IC SO42P dient hier als Hf-Multiplikator zur Quadrierung und damit Gleichrichtung des Eingangssignals

Ing. (grad.) Peter von Bechen

LED-Siebensegment-Großdisplay

Zuweilen werden Anzeigeelemente benötigt, die aus größerer Entfernung noch deutlich erkennbar und sicher ablesbar sein sollen, z. B. in einer Halle. Handelsübliche Displays reichen dafür oft nicht aus, sie haben Ziffernhöhen von maximal 20...25 mm und sind daher für einen Betrachtungsabstand bis ungefähr 5 m geeignet.

Hier sollen einige Hinweise gegeben werden, wie mit einzelnen LEDs Anzeigen aufgebaut werden können, die auch aus größerer Entfernung noch erkennbar sind. Als Beispiel ist der Bau einer Digitaluhr mit 50 mm hohen Ziffern beschrieben.

Mechanische Beschaffenheit von LED-Displays

Ziffern von 0 bis 9 werden üblicherweise durch Siebensegment-Anzeigen dargestellt, indem jeweils die Segmente angesteuert werden, die zusammen das Ziffernsymbol ergeben. Die Leuchtbalken bestehen aus je einer oder zwei (in Reihen geschalteten) LED, über der sich ein Material befindet, welches dafür sorgt, daß der Balken gleichmäßig ausgeleuchtet ist.

Für größere als die industriell gefertigten Anzeigen können die Balken aus einzelnen LEDs gebildet werden [1], die so aneinander gereiht werden, daß sich – aus einiger Entfernung – der Eindruck einer Linie ergibt.

Sehr gut dazu geeignet sind solche LEDs, die aufgrund der mechanischen Ausführung für die Anreihung vorgesehen sind (z. B. 5082-4670 oder CQX 10). Allerdings sind – besonders für größere Ziffernhöhen – auch die runden Typen geeignet (3 oder 5 mm Durchmesser).

Zur Bestimmung der für eine Anzeige notwendige Anzahl n_D von LEDs gibt man zunächst die Displayhöhe h vor. Eine Segmentlänge ist die Hälfte der Ziffernhöhe, welche wiederum durch die LED-Breite plus Abstand (a) geteilt wird (*Bild 1*).

$$n_D = 7 \cdot \frac{h}{2 \cdot a}$$

Die LEDs werden in der üblichen Weise in Siebensegmentanordnung auf einer Platine montiert. Zur Erhöhung des Kontrastes empfiehlt es sich, die Bestückungsseite der Platine mattschwarz zu spritzen und eine Filterscheibe (z. B. Plexiglas) vor die LEDs zu setzen.

Elektrische Eigenschaften

Die einzelnen LEDs eines Segments sind jeweils in Reihe zu schalten. Abhängig vom verwendeten Decoder kann man die Segmente mit einer gemeinsamen Kathodenleitung (z. B. für CD 4511) oder gemeinsame Anodenleitung (z. B. für SN 7447 A) verbinden.

Es ist sinnvoll, mit gemeinsamer Anode zu arbeiten, da sich bei der Summierung der LED-Flußspannungen U_f für ein Segment schon für vier und mehr LED ein Spannungswert erreicht wird, der die in Logiksystemen übliche 5-V-Betriebsspannung überschreitet. In diesem Fall kann man eine zweite Betriebsspannung U_B vorsehen, die über diesem Wert liegt (*Bild 2*).

Die Segmentvorwiderstände R_S stellen die Segmentströme I_S ein. Der Widerstandswert wird folgendermaßen berechnet:

$$R_S = \frac{U_B - U_{CES} - n_S \cdot U_f}{I_S}$$

Üblicherweise arbeitet man mit Segmentströmen I_S von 20 mA; U_{CES} liegt bei 0,5 V, n_S ist die Anzahl der in Reihe liegenden LEDs pro Segment und U_f deren Flußspannung (rd. 1,5 V für rote, 2,0 V für gelbe und grüne LEDs). Als Treiber/Decoder ist der Typ 7447 A (74247) bis 15 V und 7446 A bis 30 V

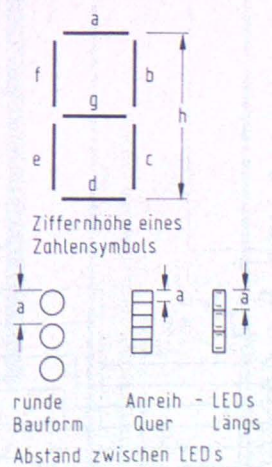


Bild 1. Maßbezeichnung bei runden und rechteckförmigen Leuchtdioden für Groß-Displays

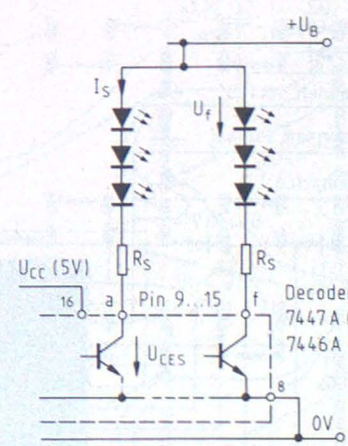
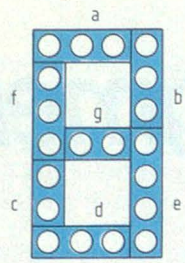


Bild 2. Zweckmäßig schaltet man die Dioden eines Segmentes in Serie, um Strom zu sparen



50 mm-Siebensegment-anzeige mit 20 LEDs

Bild 3. Anordnung der einzelnen Segmentdioden

geeignet. Die übrigen Verbindungen am Decoder erfolgen in der üblichen Weise.

Digitaluhr mit Großanzeige

Beim Aufbau einer Großanzeige mit LEDs wurde die Anordnung und Form der einzelnen Segmente so gewählt, daß bei einer Symbolhöhe von rd. 50 mm nur 20 LEDs benötigt werden. Die sich daraus ergebenden Zahlensymbole sind gut ablesbar. Bei der in *Bild 3* gezeigten Segmentaufteilung ergeben sich unterschiedliche Anzahlen der Einzel-LEDs pro Segment (*Tabelle*).

Wie aus dem Schaltbild (*Bild 4*) zu entnehmen ist, arbeitet die Anzeige im Multiplex-Betrieb, d.h. die Ziffern sind bei der sechsstelligen Anzeige nur ein Sechstel der Zeit an. Der Spitzenstrom pro Segment beträgt rd. 60 mA, bei einem Tastverhältnis von rd. 18 % ist der mittlere Segmentstrom 10 mA [2].

Damit trotz unterschiedlicher Anzahl der LEDs die Segmente gleich hell leuchten, werden unterschiedlich hohe Segmentvorwiderstände (R 17 bis R 23) eingesetzt, deren Werte in der Tabelle angegeben sind. Die Widerstände müssen mit 1 W belastbar sein.

Die Uhrenschaltung ist mit dem sehr preiswerten Uhren-IC MM5314 aufgebaut, welches mit der Netzfrequenz betrieben wird [3].

Die Uhr läßt sich wahlweise auch mit vier Stellen (Minuten/Stunden) betreiben. Dazu werden die Masseverbindung an Pin 24 offen gelassen (X) und TR 12+13 und LED 81–120 nicht vorgesehen.

Mechanischer Aufbau

Die 120 LEDs der Anzeige sind auf eine 265 mm x 78 mm große Platine montiert (*Bild 5*), die vor der Bestükkung auf der Oberseite mit mattschwarzem Lack gespritzt wurde. Bei der Bestückung muß auf die richtige Polarität der LEDs geachtet werden. Netztrafo, Uhren-IC und Treibertransistoren befinden sich auf einer ebenso großen Platine (*Bild 6*), die mit Abstandsröllchen gegen die Anzeigeplatine geschraubt ist. *Bild 7* zeigt die Bestückung der beiden Platinen. Vor den LEDs befindet sich eine Filterscheibe aus rotem Plexiglas, die mit Abstandsröllchen verschraubt ist. Es ergibt sich ein sehr flacher Aufbau, der, nachdem er in einem Gehäuse aus Alublech eingebaut ist, auch der Wand aufgehängt werden kann.

Tabelle:
Segment-Vorwiderstände bei Multiplex-Betrieb von roten LEDs

Segment	LED	U_f/V	R_S/Ω
a	3	4,5	120
b	3	4,5	120
c	4	6,0	91
d	3	4,5	120
e	2	3,0	150
f	3	4,5	120
g	2	3,0	150

Literatur

[1] Das Opto-Kochbuch. Hrsg.: Texas Instruments.

[2] 7-Segmentanzeigen im Multiplexbetrieb. Applikationsschrift der Fa. Litronix.

[3] Datenblatt MM 5314. Fa. Natinal Semiconductor.

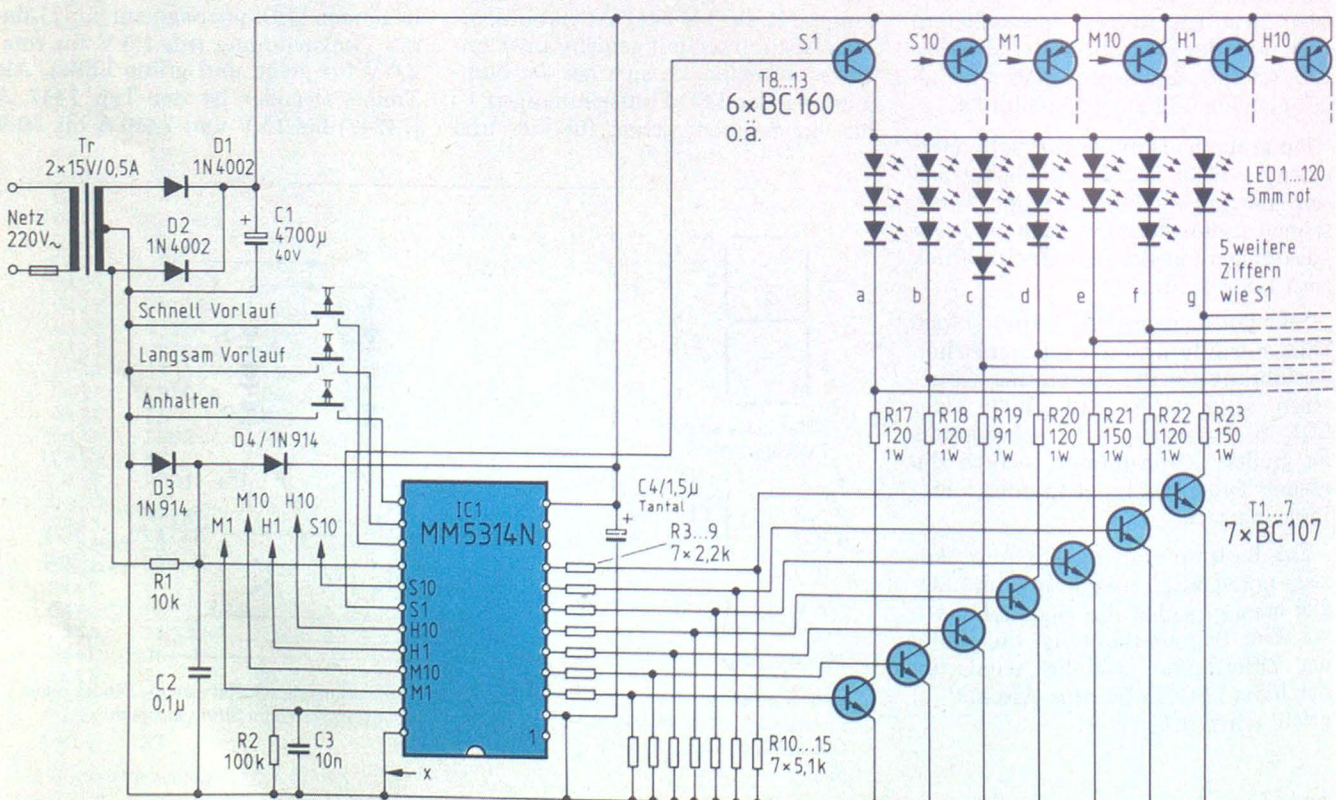


Bild 4. Gesamtschaltung einer Digitaluhr mit Großdisplay

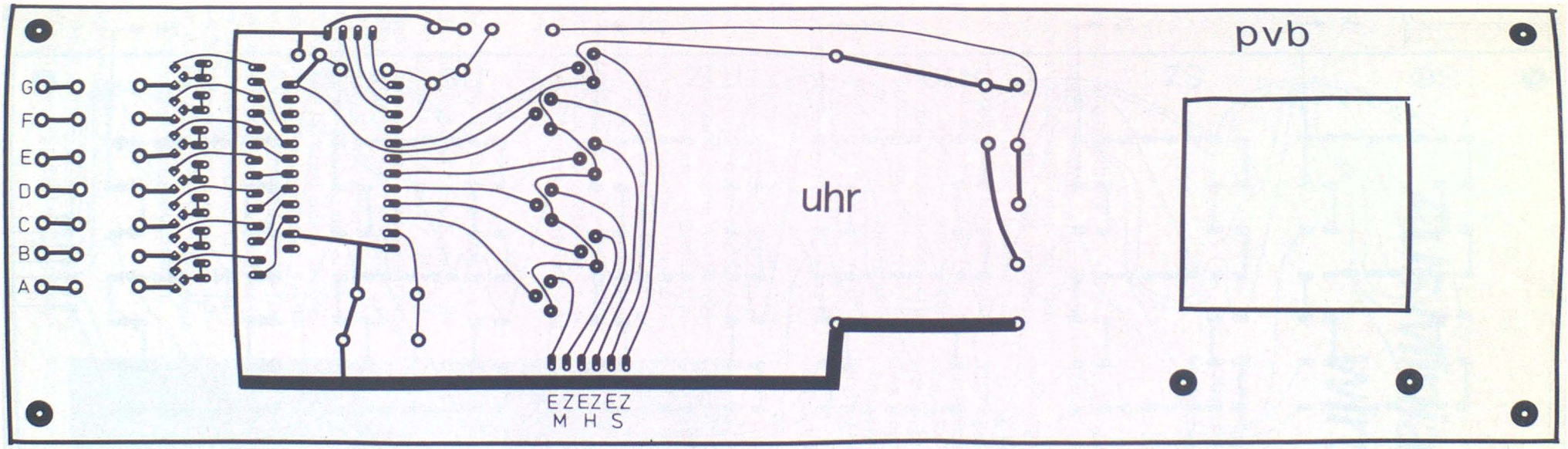


Bild 5. Platinen-Layout für die Uhr mit einem einfachen Netzteil

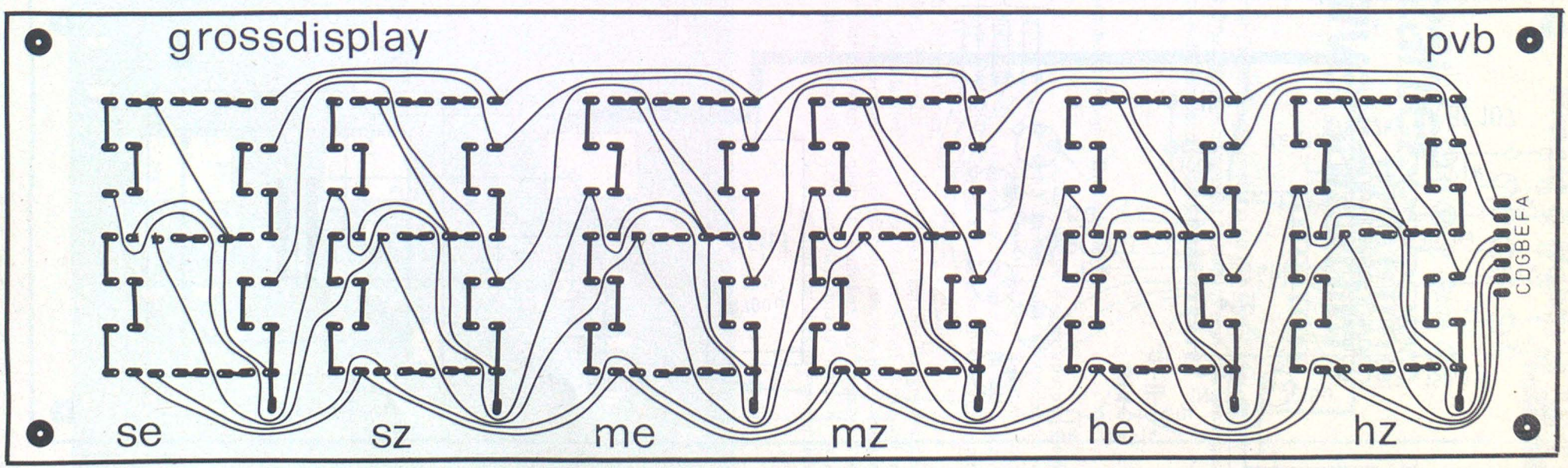
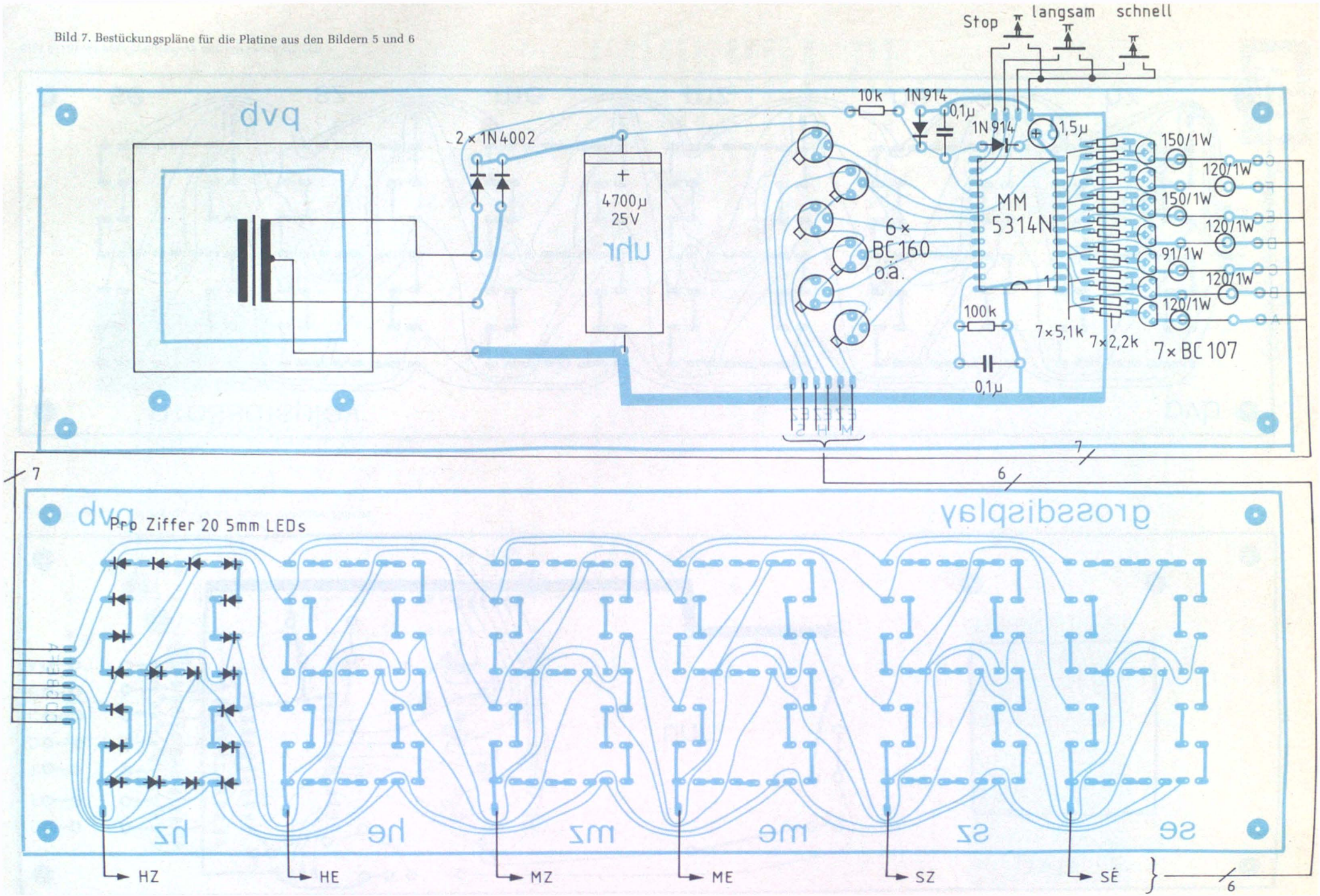


Bild 6. Layout des Großdisplays mit 120 Leuchtdioden

Bild 7. Bestückungspläne für die Platine aus den Bildern 5 und 6



Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

Nach der Beschreibung der Erweiterungsschaltung für den Mini-Zähler werden nun Aufbau und Abgleich des Zusatzgerätes dargestellt. Statt der Verwendung von geätzten Platinen empfiehlt der Autor hierbei die Fädeltechnik.

Die Start-Stop-Schaltung

Wie bereits erwähnt, ist in der Betriebsart „Ereigniszählung" ein Start-Stop-Betrieb möglich. Die Schaltung zeigt *Bild 7*. Die in der Schaltung nach Bild 3 erzeugten Triggerimpulse gelangen zu dem als „Start-Stop-Tor" bezeichneten UND-Gatter und werden von diesem durchgelassen oder nicht. Der Stop-Zustand wird durch eine LED angezeigt. Mit S8/1 und S8/2 (doppelpoliger Umschalter) kann auf „Separate" oder „Common" geschaltet werden. Der Innenwiderstand der Eingänge beträgt 1 kΩ. Die Umtaster S9 und S10 werden entprellt und dienen zur manuellen (internen) Stop-Start-Gabe. Internes und externes Starten und Stoppen können miteinander vermischt werden. Die zu der Schaltung gehörenden Impulsdiagramme wurden bereits in Bild 2 vorgestellt. Man beachte, daß die Eingänge keinen Überspannungsschutz besitzen und TTL-Pegel erfordern. Wird das Netz eingeschaltet, so wird die Schaltung natürlich auf „Start" initiiert.

Umschaltung des Dezimalpunkts

Die automatische Umschaltung des Dezimalpunkts zeigt *Bild 8*. Die logischen Eingangspegel der Schaltung werden durch die Stellung des Betriebsarten-Wahlschalters (S4, S5, S6), durch die Stellung des Schalters „Auflösung" (S1) und durch die Stellung des Schalters „Vorteiler" (S2) bestimmt. Soll die auftretende leichte Helligkeitsänderung der Dezimalpunkte bei Änderung der Anzeige der jeweiligen Stelle vermieden werden, so müssen die Dezimalpunkte mit Kleinrelais (Vorwiderstand!) geschaltet werden.

Anzeige der Betriebsart

Durch LEDs wird die gewählte Betriebsart angezeigt (*Bild 9*). Die Steuersignale werden wie oben beschrieben erzeugt.

Änderung der Anzeige

Die im Mini-Zähler vorgesehene Anzeige wird durch den Typ FND 500 (gemeinsame Kathode, 12,7 mm) ersetzt. Die ursprünglich notwendigen Vorwiderstände entfallen! Alle gleichen Segmente werden miteinander verbunden und durch die entsprechenden Pins der IS1 (ICM 7208) angesteuert. *Bild 10* zeigt die Anschlußbilder der Bauteile.

Der Abgleich

Als einzige Baugruppe des Gerätes muß der Komparator abgeglichen werden (Bild 4). Steht ein 2-Kanal-Oszilloskop zur Verfügung, so kann der Abgleich folgendermaßen vorgenommen werden:

Der Low-Pegel des Trigger-Ausgangs auf dem einen Kanal wird auf den Ground-Pegel des zweiten Kanals eingestellt. Nachdem der Eingangs-Wahlschalter von „Ground" auf „DC" umgeschaltet und auf diesen zweiten Kanal

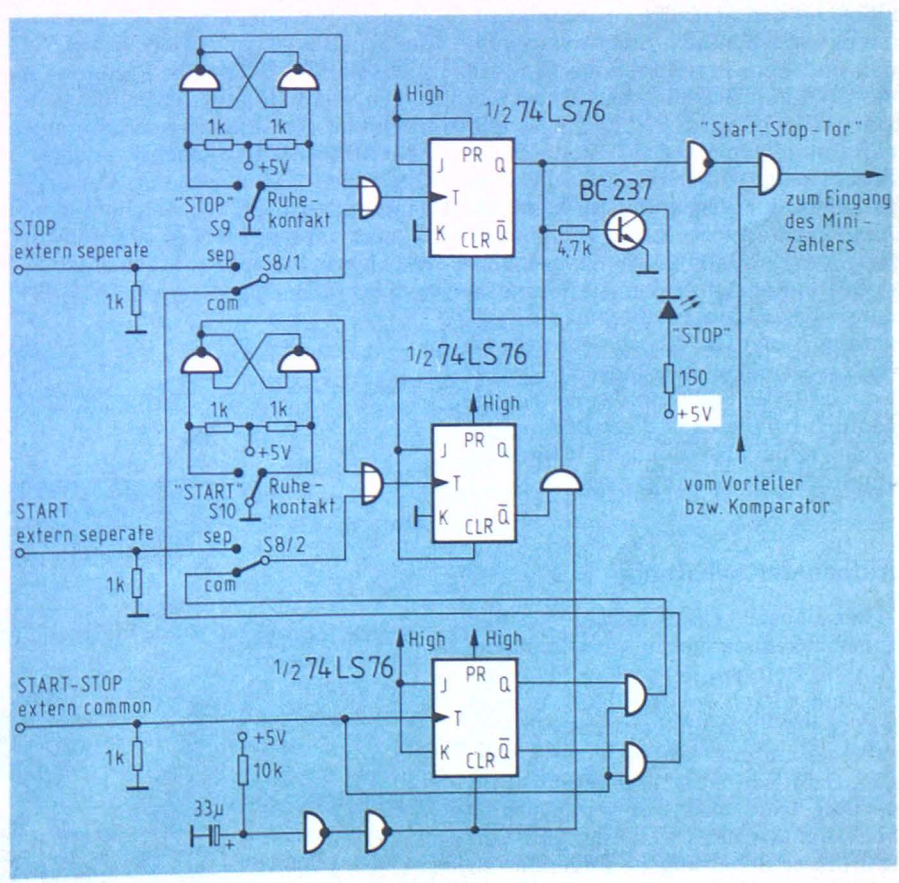
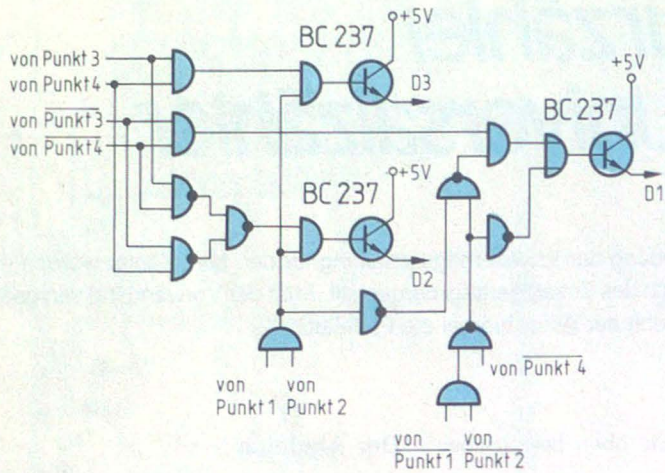
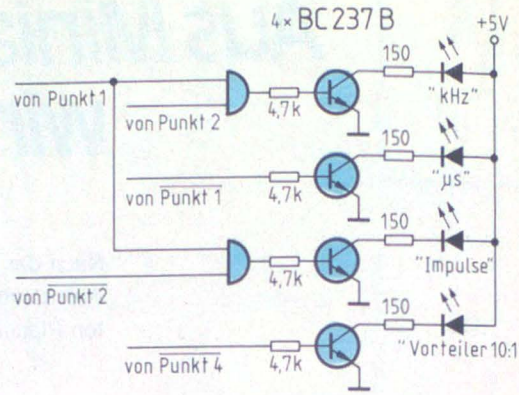


Bild 7. Start-Stop-Schaltung



D1: Dezimalpunkt rechts der 2. Stelle von rechts
D2: Dezimalpunkt rechts der 3. Stelle von rechts
D3: Dezimalpunkt rechts der 4. Stelle von rechts

Bild 8. Umschaltung des Dezimalpunkts



◄ Bild 9. Anzeige der Betriebsart

ein Sinus-Signal (einige kHz) gelegt wurde, wird der 1-kΩ-Trimmer bei maximal eingestellter Empfindlichkeit so abgeglichen, daß die Triggerung ca. 20 mV oberhalb der Nullinie des Eingangssignals erfolgt. Steht ein hochohmiges Gleichspannungs-Millivoltmeter zur Verfügung, so wird kein Oszilloskop benötigt. Die Spannungsdifferenz zwischen dem nichtinvertierenden und dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers wird bei maximaler Empfindlichkeit so eingestellt, daß sie ca. 20 mV beträgt. Steht für ein Eingangssignal von ca. 20 mV kein Meßgerät zur Verfügung, so kann der Abgleich so erfolgen, daß die Einstellung des 1-kΩ-Trimmers gerade eine stehende Anzeige ergibt. Allerdings ist dann nicht sichergestellt, daß die Triggerung nicht bereits bei negativen (max. – 20 mV) Werten einsetzt. Dies ist jedoch für die Funktion des Zählers eigentlich belanglos und ergibt nur eine Ungewißheit über die absolute Lage des empfindlichsten Triggerpegels.

Aufbau der Schaltung

Der Bausatz des Minizählers sollte zuerst zusammengebaut und als eigene Funktionseinheit getestet werden. Dabei kann gleich die geänderte Anzeige (am besten über eine steckbare Flachkabelverbindung) angeschlossen werden. Dann sollte der Komparator (Bild 4) aufgebaut und auf einwandfreie Funktion überprüft werden. Beim Aufbau dieser Schaltung ist folgendes zu beachten:

Die Bauteile sind auf die eine Seite einer doppelt beschichteten Leiterplatte aufzulöten, während die andere Seite unbedingt mit Masse verbunden werden muß. Geschieht dies nicht, so besteht bei einem Rechteck-Eingangssignal Schwinggefahr. Ein möglichst kleiner Aufbau ist selbstverständlich anzustreben. Die weitere Realisierung der Schaltung kann auf steckbaren Versuchsplatinen mit Punkte-Rasterung erfolgen. Als sehr gute Verdrahtungsmethode hat sich die Verwendung eines Fädelstiftes (Fa. Siemens) erwiesen. Diejenigen Leitungen der Eingangsbaugruppen (Bild 3), welche analoge Signale führen, werden abgeschirmt. Als Logik-Bauteile werden Low-Power-Schottky-Typen verwendet.

Die Eingriffe auf den Platinen des Mini-Zählers beschränken sich auf die Auftrennung von vier Verbindungen. Die Trennung der Verbindungen zwischen IS2 und IS4 (Inhibit 1, Store 1 und Reset 1) wird so vorgenommen, daß die 100-kΩ-Widerstände mit den Pins 13, 2 und 14 verbunden bleiben.

Alle Spannungen müssen gut stabilisiert sein. Hier als Dimensionierungs-Hinweis die Stromaufnahme: + 5 V, 400 mA; + 12 V, 45 mA; – 12 V, 7 mA.

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik
[2] *Gößler, R.:* Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, Heft 7, S. 271 ff.

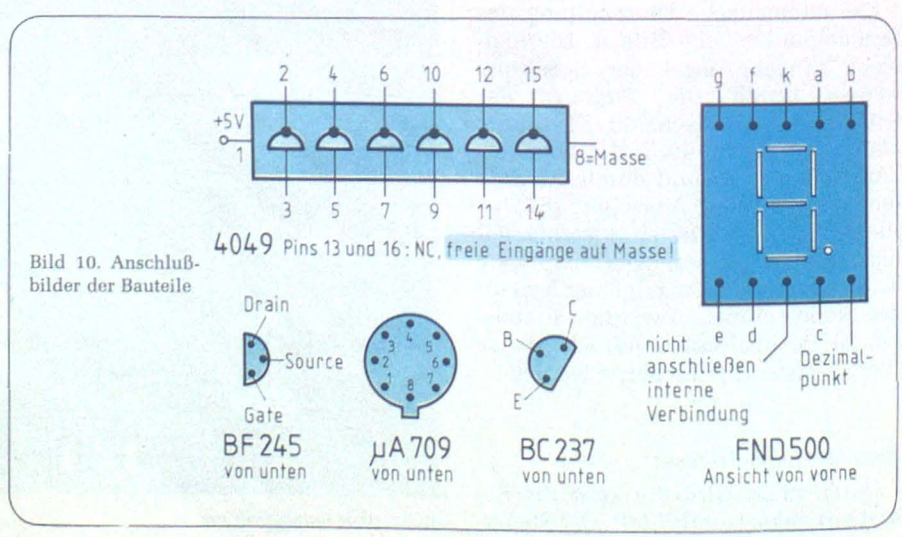


Bild 10. Anschlußbilder der Bauteile

Dieter Hingler, Gerhard Weiß

Farbbalken- und Gittermustergenerator

Für Abgleicharbeiten und Reparaturen an Schwarzweiß- und Farbfernsehgeräten wird oft ein Gittermustergenerator benötigt. Die beiden Verfasser haben mit Hilfe eines Farb-Spiele-ICs eine handliche und im Verhältnis zu käuflichen Farb-Gittermustergeneratoren sehr preiswerte Schaltung entwickelt, die für alle praktischen Arbeiten ausreicht.

Das Neue an dem Gerät ist nicht das Digitalteil; dies wurde in ähnlichen Formen schon mehrmals veröffentlicht. Die erzeugten Signale sind aber für die Zusammenarbeit mit dem Farbteil wichtig und werden deshalb beschrieben. *Bild 1* zeigt die Schaltung.

Aus einem 1-MHz-Quarzgenerator werden alle weiteren Frequenzen abgeleitet. Diese Einheit ist unkritisch und kann evtl. mit dem Trimmerkondensator noch auf die genaue Zeilenfrequenz abgeglichen werden (Frequenzzähler auf Punkt 5). Alle Frequenzen an den Ausgängen sind durch digitale Teilerschaltungen starr miteinander verkoppelt und brauchen nicht abgeglichen zu werden. Die Teilerausgänge a, b und c führen die Frequenzen 62,5 kHz, 31,25 kHz und 15,625 kHz, aus denen im Farbteil ein Treppenspannungssignal für die Grautreppe erzeugt wird. Außerdem werden hiermit die Farbfelder geschaltet. Ferner steht ein 625-Hz-Signal für die Modulation der Tonfrequenz zur Verfügung. Am Punkt „Syn" sind die Bild- und Zeilensynchronisationsimpulse über ein NAND-Gatter zusammengeführt. Die Länge dieser Impulse kann an den Punkten 4a und 5a kontrolliert und evtl. durch Verändern der Widerstände 8,2 kΩ und 27 kΩ am IC 74123 auf Sollwert gebracht werden. Die Mustergeräte der Verfasser synchronisierten aber mit den angegebenen Werten einwandfrei. Punkt G liefert ein Punktemuster, das durch Verknüpfung der senkrechten Linien (74121) mit den waagrechten Linien entsteht.

Punkt P erzeugt ein invertiertes Signal zu G, so daß nur an den Schnittstellen der senkrechten und waagrechten Linien Punkte auf dem Bildschirm zu sehen sind. Punkt S liefert ein Schachbrettmuster, mit dem Unlinearitäten im Bild gut zu kontrollieren sind.

Das Netzteil erzeugt drei Spannungen: + 13 V für die positive Spannungsversorgung des Farb-IC, diese wird zur besseren Siebung mit einer Diode 1N 4001 entkoppelt und mit 100 µF beschaltet. Die −3,3 V für die negative Spannungsversorgung des Farb-ICs werden über eine Z-Diode Z 3,3 gewonnen, der zur Verringerung des durchfließenden Stromes ein Wi-

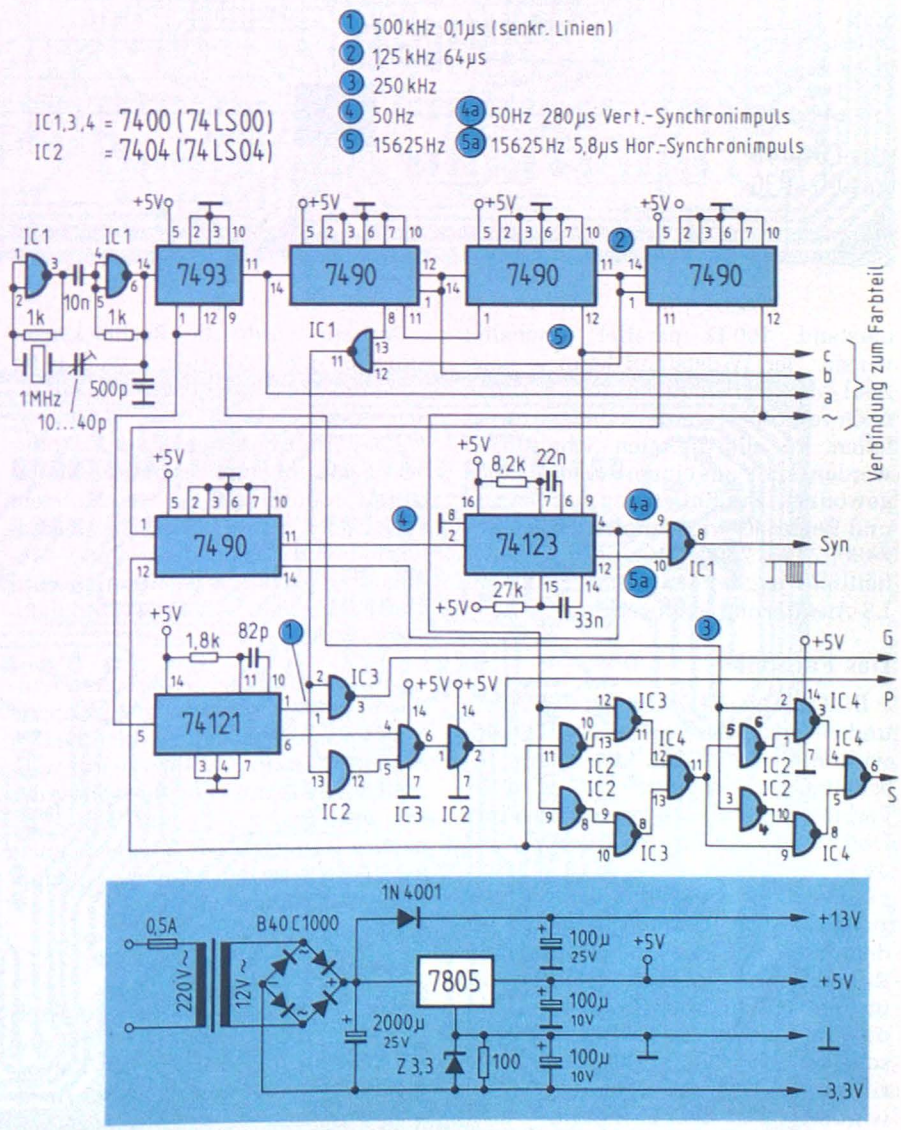


Bild 1. Schaltung des Digitalteils und der Stromversorgung

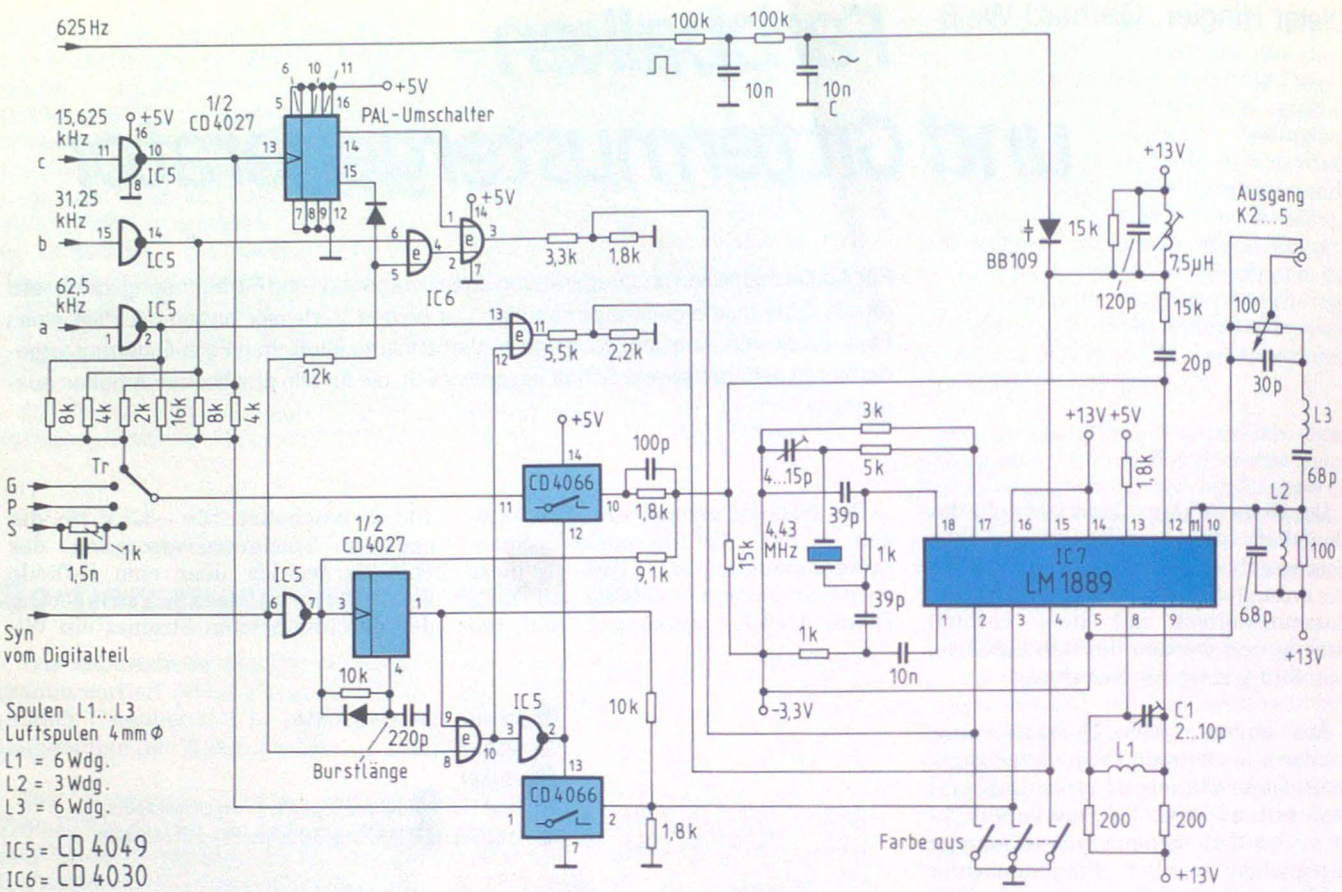


Bild 2. Farb- und Hf-Teil wurden mit einem Spiele-IC und einigen CMOS-Bausteinen realisiert. Der 10-nF-Kondensator C befindet sich nicht auf der Platine

derstand 100 Ω parallel geschaltet wurde. Der Widerstand kann je nach Zahl der verwendeten 74-LS-Typen noch vergrößert werden oder ganz wegfallen. Für die digitalen Schaltungen werden + 5 V aus einem Regler-IC 7805 gewonnen. Zur Entlastung von Netzteil und Regler-IC wird empfohlen, die ICs 7490, 7493, 7400, 7404 und, wenn erhältlich, auch 74121 und 74123 als LS-Ausführung einzusetzen.

Das Farbteil

Bild 2 zeigt die Schaltung des Video- und Hf-Teils. Der Farbträger-Oszillator wird mit einem 4,43-MHz-Quarz beschaltet. An Pin 18 von IC 7 wird der Farbträger dem U-Modulator zugeführt. Über einen RC-Phasenschieber 1 kΩ, 39 pF wird der Farbträger 90° phasenverschoben dem V-Modulator (Pin 1) zugeführt. Die Differenzeingänge bilden das eigentliche Modulationssignal R-Y und B-Y. Beim PAL-Verfahren wird im Sender der Farbträger für den V-Modulator von Zeile zu Zeile um 180° geschaltet. Da das IC LM 1889 für das amerikanische NTSC-Verfahren entwickelt wurde, ist der PAL-Schalter im IC nicht vorhanden.

Deshalb wurde die Rechteckspannung für den V-Modulator nach jeder Zeile um 180° verschoben, was mit einem Exklusiv-Oder-Gatter (4030) erreicht wird. Am Ausgang des V-Modulators entsteht dann das gleiche Modulationsprodukt wie bei geschaltetem Farbträger. An Pin 13 kann das quadraturmodulierte Signal der U- und V-Modulatoren gemessen werden und wird gleichzeitig den beiden Hf-Modulatoren zugeführt.

Mit dem Flipflop CD 4027, als Monoflop geschaltet, werden die 2 µs langen Burstimpulse erzeugt. Mit den beiden Analogschaltern CD 4066 wird während der Synchron- und Burstphase das Treppensignal am Y- und Video-Eingang ausgetastet. Die Treppensignale werden wegen der besseren Entkopplung getrennt erzeugt.

Tonteil

Ein bedämpfter LC-Schwingkreis (7,5 µH, 120 pF, 15 kΩ) wird auf 5,5 MHz abgeglichen. Mit der Kapazitätsdiode BB 109 und dem 625-Hz-Signal wird der Oszillator frequenzmoduliert. Die beiden R-C-Glieder 100 kΩ/10 nF (formen aus dem Rechtecksignal ein etwa synusförmiges Signal)! Über einen Widerstand wird das Tonsignal dem Video-Signal zugeführt.

Hf-Teil

Über den Wahlschalter wird das Video-Signal an Pin 12 von IC 7 gelegt. Das IC beinhaltet zwei Hf-Oszillatoren und Modulatoren. Jeder Oszillator kann auf einen Kanal (Bereich I, Kanal 2...5) abgeglichen werden. An den Pins 10 und 11 wird das modulierte Hf-Signal entnommen. Das anschließende Filter unterdrückt die entstandenen Oberwellen. Mit dem 100-Ω-Poti kann der Ausgangspegel geregelt werden. Das IC LM 1889 von National Semiconductor kann bis zu 100 MHz erzeugen. Bei 15...18 V Versorgungsspannung beträgt der Strombedarf 35 mA.

Aufbau und Abgleich

Das Gerät läßt sich auf einer Platine in Europagröße aufbauen (*Bild 3*). Lediglich das Netzteil ist auf ihr nicht enthalten. *Bild 4* zeigt die erforderliche Bestückung. Der Abgleich ist recht einfach:

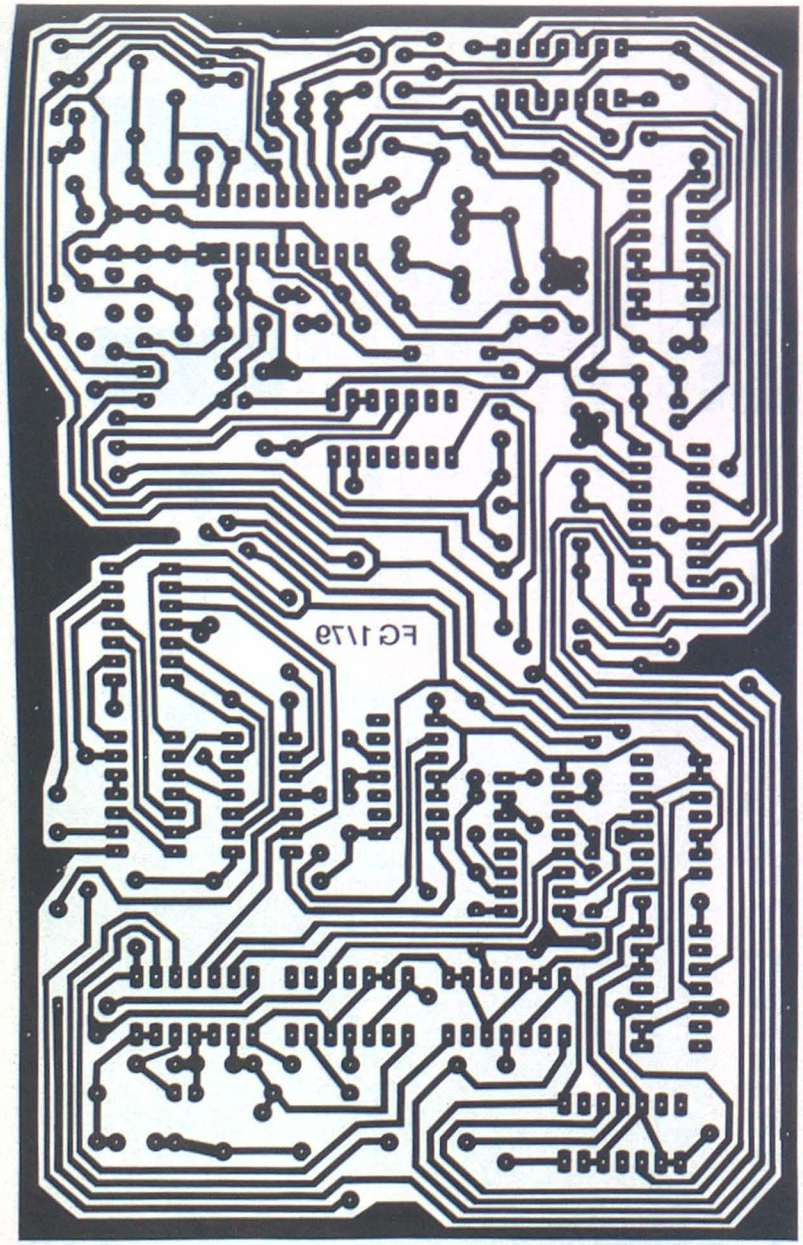


Bild 3. Die Schaltung findet mit Ausnahme des Netzteils auf einer Europakarte Platz. Achtung: Die Masse des Hf-Ausgangs liegt auf – 3 V!

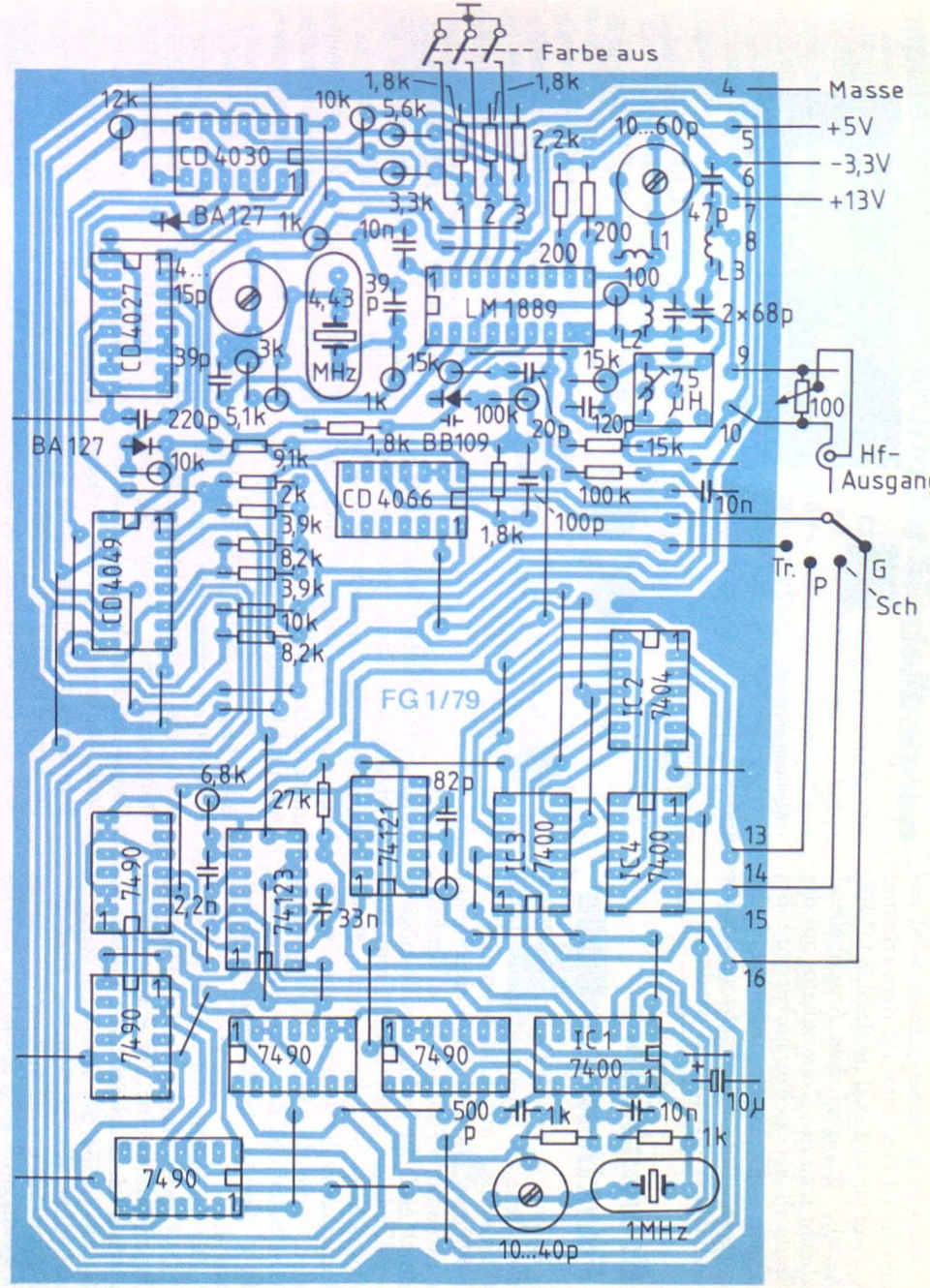


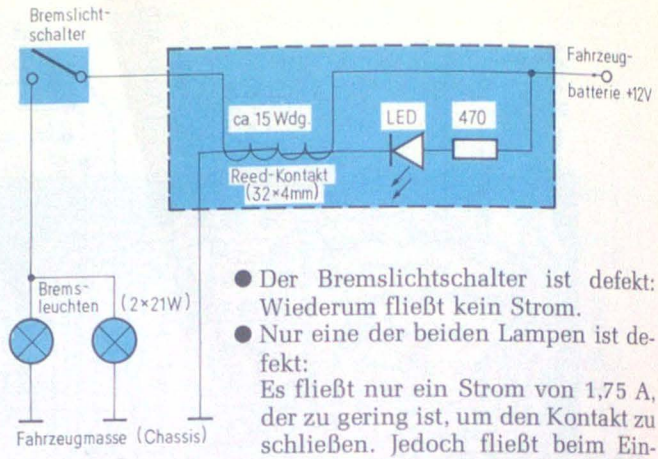
Bild 4. ▶ Bestückungsplan für den Farbbalken- und Gittermustergenerator

Mit einem Farbempfänger wird zuerst der Hf-Oszillator mit dem Trimmer C 1 auf einen Kanal im Bereich I (VHF, Kanal 2...5) abgeglichen. Anschließend gleicht man den Tonoszillator mit der Spule ab, bis der Ton hörbar wird. Bei „Farbe ein" kann anschließend der Farboszillator auf synchronisierende Farbbalken abgeglichen werden.

Bremslicht-Funktionskontrolle

Immer wieder fallen am Kraftfahrzeug Teile der Beleuchtung aus, da die Glühlampen nur eine begrenzte Lebensdauer besitzen. Die Kontrolle auf einwandfreie Funktion ist vor der Fahrt durch einfache Sichtkontrolle möglich – allerdings nicht beim Bremslicht. Deshalb ist es sehr sinnvoll, dessen Funktion auch testen zu können, am besten, ohne den Wagen zu verlassen. Eine Schaltung nach dem *Bild* ermöglicht dies mit relativ geringem Aufwand.

Die beiden Bremsleuchten (meist je 21 W) werden im Normalfall durch den Bremslichtschalter, der gewöhnlich gut zugänglich ist, gleichzeitig eingeschaltet. Die Größe, die überwacht wird, ist der über diesen Schalter fließende Strom. Eine um einen Reed-Kontakt (32 x 4 mm) gewickelte Spule (14...15 Windungen mit isoliertem Schaltdraht) erzeugt ein dem Strom proportionales Magnetfeld, das bei ausreichend großem Strom den Kontakt schließt und damit eine Leuchtdiode anschaltet. Es gibt für Fehler folgende Möglichkeiten:



Bremslicht-Kontrolle mit Reed-Relais. Die Windungszahl richtet sich nach der Ansprechempfindlichkeit der Reedkontakte

- Beide Lampen sind in Ordnung, d. h. es fließt ein Strom von 3,5 A, der durch die passend gewählte Windungszahl groß genug ist, den Reed-Kontakt zu betätigen.
- Beide Lampen sind defekt: Es kann kein Strom fließen, und somit wird der Kontakt auch nicht geschlossen, d. h. die LED wird nicht betrieben.
- Der Bremslichtschalter ist defekt: Wiederum fließt kein Strom.
- Nur eine der beiden Lampen ist defekt:
  Es fließt nur ein Strom von 1,75 A, der zu gering ist, um den Kontakt zu schließen. Jedoch fließt beim Einschalten kurzzeitig ein höherer Strom wegen der noch kalten Lampenwendel, d. h. beim Betätigen der Bremse leuchtet die LED nur kurz auf.

Man kann also sofort erkennen, ob eine oder beide Lampen defekt sind. Die im Bild umrahmte Schaltung kann in ein kleines Gehäuse eingebaut und gut sichtbar am Armaturenbrett befestigt werden. Benutzt man einen anderen als den beschriebenen Reed-Kontakt, ist es zu empfehlen, die notwendige Windungszahl durch eigene Versuche zu ermitteln. Bei kleineren Ausführungen braucht man weniger, bei größeren mehr Windungen.

Wolfram Bahmann

Fernsehzeilen-Triggerzusatz

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) dient dazu, gezielt eine oder mehrere Zeilen eines Fernsehbildes als Oszillogramm darzustellen. Sie erzeugt im richtigen zeitlichen Abstand vom Vertikal-Synchronimpuls einen Triggerimpuls für ein Oszilloskop. Mit einem Potentiometer ist es möglich, diese Verzögerungszeit einzustellen und so die gewünschte Zeile aus dem Bild auszuwählen.

Die Synchronimpulse des Videosignals werden durch T 1 abgetrennt, danach werden sie integriert, und das so erhaltene Signal wird von T 2 verstärkt und begrenzt. Dessen Kollektor ist mit dem Takteingang eines der beiden Flipflops verbunden, die im IC 4027 integriert sind. Am Ausgang des Flipflops steht dann die Vollbildwechsel-Frequenz von 25 Hz an, mit deren abfallenden Flanken eines der beiden Monoflops im IC 4528 getriggert wird. Die Zeitkonstante dieses Monoflops läßt sich mit P einstellen. Das zweite Monoflop dient dazu, einen Triggerimpuls definierter Länge zu erzeugen.

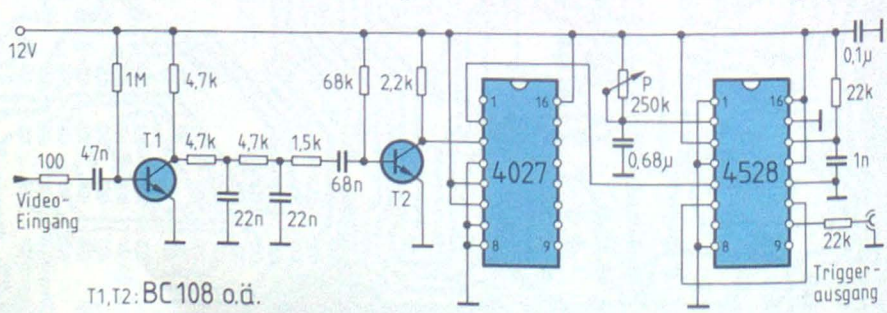
Da die Wiederholfrequenz nur 25 Hz beträgt, andererseits eine Zeile aber nur 64 µs dauert, ist die Darstellung nicht sehr hell. Die Ablenkgeschwindigkeit des Oszilloskops sollte auf 10 µs/cm eingestellt werden; bei einer Schirmbreite von 7 cm wird dann genau eine Zeile des Fernsehbildes dargestellt. Die Schaltung erfordert am Eingang ein Signal mit 0,5...5 V_{ss} und positiven Synchronimpulsen.

Franz Wurzinger

Panorama-Regler mit linearem Poti

FUNKSCHAU 1979, Heft 2, Seite 114

Wie uns die Firma Sennheiser mitteilt, ist die Schaltung nebst der erforderlichen Dimensionierungsanweisung bereits 1973 zum Patent angemeldet worden, das am 4.11.1976 auch erteilt wurde. Dies hat zur Folge, daß die von uns veröffentlichte Schaltung nicht gewerblich genutzt werden darf – einer privaten Verwendung steht jedoch selbstverständlich nichts entgegen.



Zusammen mit einem Triggeroszilloskop lassen sich so einzelne Zeilen eines Fernsehbildes darstellen

Impulslängensteuerung für Modellbahnen

Mit normalen Fahrstromgeräten für Modellbahnen ist meist kein langsames Fahren möglich. Dies kann man dadurch umgehen, daß man den Lokmotor nicht mit Gleich- oder Wechselspannung, sondern mit Gleichspannungsimpulsen speist.

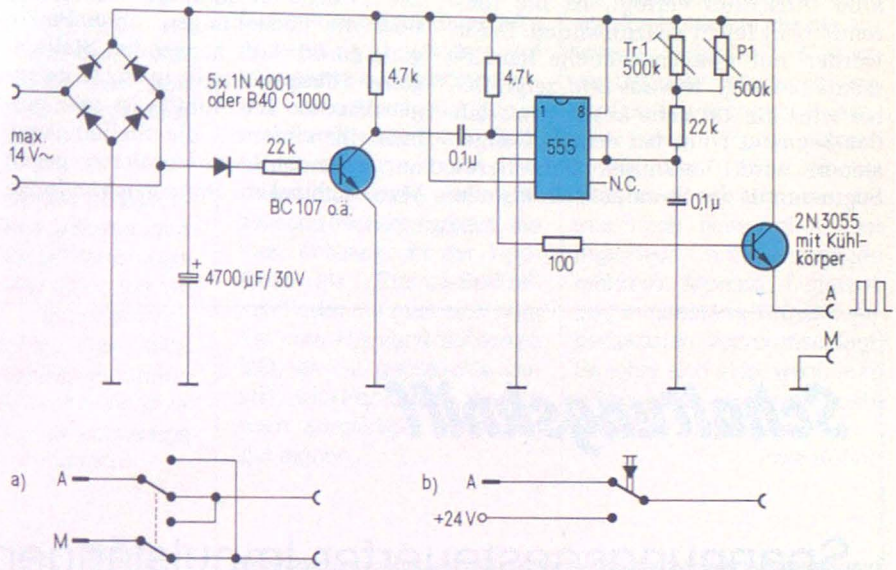
Eine Schaltung, die solche Impulse erzeugt, läßt sich sehr einfach aufbauen. Es handelt sich dabei um ein mit 50 Hz getriggertes Monoflop (555), dessen Ausgangsimpulsdauer einstellbar ist, und um einen leistungsfähigen Schalttransistor, z. B. einen 2N3055.

Der Abgleich geht mit Hilfe eines Oszilloskops (eine Glühlampe tut's aber auch) sehr einfach vor sich: Man stellt P1 auf seinen Maximalwert und stellt dann mit Tr1 auf größte Impulslänge ein (bzw. so, daß die Glühlampe hell brennt, aber nicht flackert).

Die Schaltung eignet sich sowohl für Gleich- als auch für Wechselstrombahnen und hat sich auf einer Märklin-Anlage sehr gut bewährt.

Die Zusatzschaltungen a) und b) dienen der Fahrtrichtungsumkehr. Bei a) handelt es sich um einen zweipoligen Umschalter für Gleichstrombahnen, der die am Gleis anliegende Spannung umpolt. Dabei ergeben sich bei der Verwendung mehrerer Schaltungen auf einer Anlage jedoch Probleme, da die Umpolschalter die Betriebsspannung u. U. kurzschließen. Dies läßt sich nur durch die Verwendung von getrennten Transformatoren (bzw. von getrennten Trafo-Wicklungen) umgehen. Die Schaltung b) legt bei Betätigung des Tasters eine Spannung von ca. 24 V an die Gleise, die die Überspannungsrelais von Wechselstrom-Lokomotiven ansprechen läßt und so die Fahrtrichtung umkehrt.

Rainer Maaß



Impulslängensteuerung mit dem Timer 555. Die Zusatzschaltungen dienen der Fahrtrichtungsumkehr für Gleichstrom- (a) und Wechselstrom-Bahnen (b)

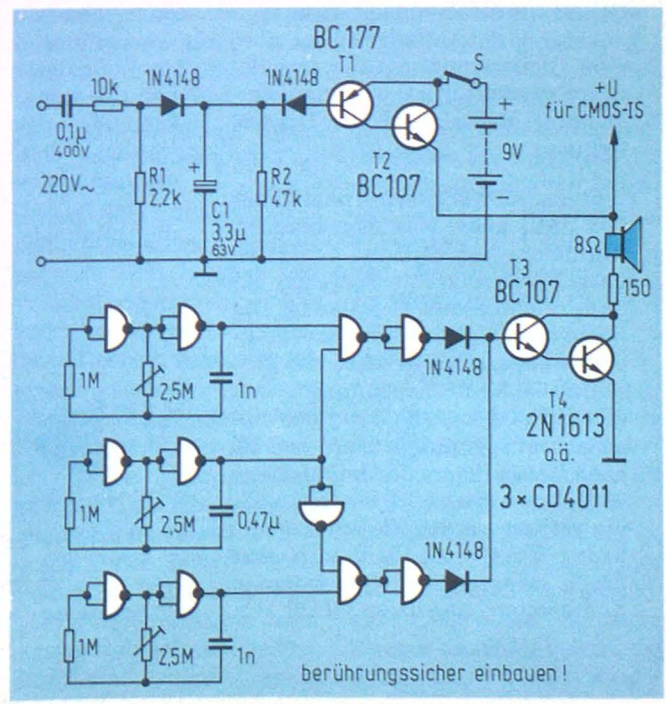
Netzausfall-Alarm

Da wir das Vorhandensein der 220-V-Netzspannung als beinahe selbstverständlich voraussetzen und z.B. leicht verderbliche Lebensmittel im Kühlschrank aufbewahren, ohne über die Folgen eines Netzausfalls nachzudenken, liegt es nahe, eine (batteriebetriebene!) Schaltung zu bauen, die den Ausfall des Lichtnetzes anzeigt, auch wenn uns dies sonst nicht auffallen würde, z.B. tagsüber, wenn keine Lampe eingeschaltet ist.

Den Autor veranlaßte diese Überlegung zum Bau eines einfachen, kontaktlosen Netzausfall-Detektors. Fällt die Netzspannung aus, so ertönt ein aus zwei sich abwechselnden Tönen bestehendes Warnsignal. Das Erzeugen der beiden Töne und ihr abwechselndes Einschalten besorgen drei CMOS-Oszillatoren. Das Signal ertönt so lange, bis entweder die Netzspannung wieder vorhanden ist oder bis es manuell mit dem Schalter S ausgeschaltet wird.

Der Batterie wird, solange die Netzspannung vorhanden ist, praktisch kein Strom entnommen, da die beiden Transistoren sperren. Erst bei Netzausfall werden sie leitend und schalten die Batteriespannung für die CMOS-Bausteine und die Nf-Endstufe durch. Die Lautstärke läßt sich durch Variation des in Serie zum Lautsprecher liegenden Widerstandes in weiten Grenzen ändern.

Hans-Ullrich Döhler



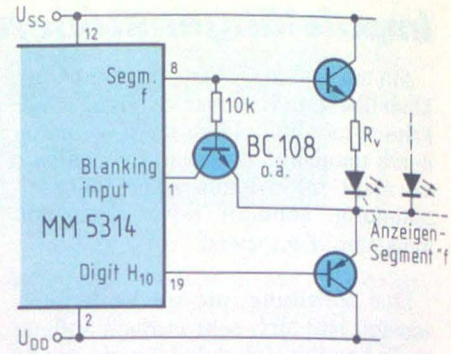
Bei Netzausfall läßt diese Schaltung abwechselnd zwei Töne erschallen

Uhrzeit ohne führende Null

Viele Uhren-ICs geben bei der Anzeige von Zeiten zwischen 00 und 09 Uhr die Null der Stunden-Zehnerstelle mit aus, so auch der Typ MM 5314.

Sofern das IC über einen „Blanking"-Anschluß verfügt, ist die führende Null leicht auszublenden. Dafür werden nur zwei zusätzliche Bauelemente benötigt, wie das *Bild* zeigt. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß das Segment f nur bei der Null angesteuert wird. Verknüpft man dieses Segment mit der Stunden-Zehnerstelle und steuert damit den Blanking-Anschluß an, so verschwindet die Null in der ersten Stelle.

Noch ein Tip für netzgesteuerte Digitaluhren: Manche IC-Uhren zeigen ab und zu rätselhafte Gangabweichungen. Die Ursache ist darin zu suchen, daß über die hochohmigen, ohne Betätigung in der Luft hängenden Stelleingänge Störspannungen in das IC gelangen können. Die Abhilfe ist sehr einfach: Man braucht die Stelleingänge nur über 1-nF-Kondensatoren gegen Masse abblocken. *Hans-Joachim Junge*



So einfach läßt sich die führende Null bei IC-Uhren unterdrücken. Neu hinzugekommen sind nur der Transistor BC 108 und der 10-kΩ-Widerstand

Schaltungskniff

Spannungsgesteuerter Impulslängenmodulator

Soll die Drehzahl eines Gleichspannungsmotors über einen größeren Bereich geregelt werden, kann zunächst die Betriebsspannung variiert werden. Eine bessere Steuerung der Drehzahl im unteren Bereich läßt sich erreichen, wenn der Motor mit einer gepulsten Gleichspannung betrieben wird. Dabei wird über die Länge der Impulse die Drehzahl reguliert. Im folgenden wird eine Schaltung dargestellt, bei der über eine Steuerspannung die Impulslänge einstellbar ist; die Impulsfrequenz ist dabei gleich der Triggerfrequenz.

Eigentlich hat man mit dem Timer 555 (fast) alles, was man braucht. Normalerweise wird bei Erreichen einer Spannung von $^2/_3\ U_b$ der externe Kondensator C entladen. Der Bezugspunkt des hierfür zuständigen Komparators ist über den Anschluß „Kontrollspannung" zugänglich. Aber: Auf Grund des eingebauten Spannungsteilers von U_b nach Masse kann die Impulslänge über diesen Anschluß nur geringfügig variiert werden. Besagter eingebauter Komparator läßt sich aber durch einen zusätzlichen externen Komparator „überlisten" (Bild 1).

Solange die Spannung am Kondensator C kleiner als die Steuerspannung ist, muß die Ausgangsspannung des externen Komparators kleiner sein als $^2/_3\ U_b$. Wird die Spannung an C gleich der Steuerspannung, wird der Ausgang des externen Komparators H, genauer gesagt größer als $^2/_3\ U_b$. Dies veranlaßt den internen Komparator dazu, nun seinerseits dafür zu sorgen, daß der Kondensator C entladen wird (wie im Normalbetrieb). Durch Triggerimpulse, wie sie der Timer braucht, kann dieses Spiel in Gang gesetzt werden. Für diese Triggerimpulse gilt nun, daß sie negativ bezüglich U_b sein müssen und daß ihre Länge die minimale Ausgangspulslänge bestimmt. Bei Bedarf sind sie also zu differenzieren. Natürlich ist der recht langsame Operationsverstärker 741 hier als Komparator nicht unbedingt optimal, doch reicht er zur Funktion bei 50 Hz aus. Andernfalls läßt sich der pinkompatible Typ 748 einsetzen. Für die angegebene Schaltung zeigt *Bild 2* den Zusammenhang zwischen Steuerspannung U_{St} und Impulslänge t für verschiedene Kondensatoren C.

Klaus Paschenda

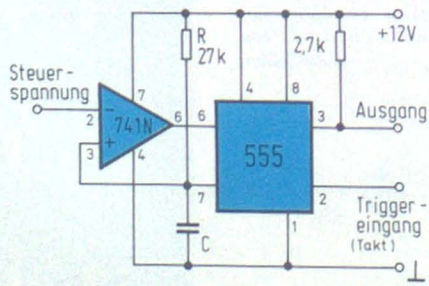


Bild 1. Schaltung des Impulslängenmodulators

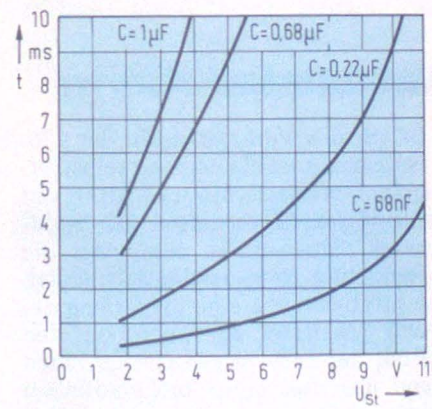


Bild 2. Länge der Ausgangsimpulse in Abhängigkeit von der Steuerspannung für verschiedene Werte des zeitbestimmenden Kondensators C (Triggerfrequenz 80 Hz, Triggerimpulslänge 0,2 ms)

Funkstör-Meßgerät

Elektrische Geräte, Anlagen und Schaltungen dürfen gewisse Hf-Störpegel nicht überschreiten. Es soll damit vermieden werden, daß Funkdienste gestört werden. Wenn man bedenkt, welche Werte heute von reibungslosem Funkverkehr abhängen (nicht nur die Sicherheit von Flugzeugen), dann erstaunt es um so mehr, wie oft gegen die Funkentstör-Vorschriften verstoßen wird; oft aus Mangel an geeigneten Meßgeräten. Diesem Mangel soll das hier beschriebene Gerät abhelfen.

Unser Funkstör-Meßgerät kann und soll natürlich nicht kommerzielle Geräte ersetzen, es genügt insbesondere nicht für eine *vollständige* Funkentstörmessung gemäß VDE 0875. Es tut aber dort sehr gute Dienste, wo mangels ausreichender Meßmittel sonst überhaupt auf eine Funkstörmessung verzichtet würde („...es wird schon keiner merken"). Und im übrigen kann man die Chancen, mit seiner „Neuschöpfung" die „Funkstörprüfung zu bestehen" (z. B. bei der Prüfstelle des VDE in Offenbach) mit diesem Meßgerät gut im voraus abschätzen.

Das Meßprinzip

Ganz schematisch läßt sich zur Funkstörmessung sagen: Man geht davon aus, daß elektrische Geräte und Anordnungen breitbandig Störspannungen erzeugen, also als Hf-Sender wirken (die Nf-Störungen interessieren im Zusammenhang mit Funk-Störungen nicht, obgleich sie fatal störend wirken können), die ihre Störenergie auf niedrigen Frequenzen (150 kHz bis 30 MHz) vorwiegend über Leitungen (z. B. Netzleitungen) übertragen, für Frequenzen größer als 30 MHz aber abstrahlen. Für Frequenzen unter 30 MHz wird daher die maximale Störspannung auf allen zu- und wegführenden Leitungen gemessen und mit dem erlaubten Höchstwert verglichen. Für Frequenzen über 30 MHz wird die abgestrahlte Energie gemessen.

Meßgeräte, mit denen man *alle* diese Messungen vorschriftsmäßig durchführen kann, kosten mehrere ...zigtausend DM. Die bei weitem größte Gruppe von Störern in Selbstbaugeräten läßt aber Vereinfachungen zu, die den Meßaufwand auf wenige DM schrumpfen lassen. Bei dieser Gruppe handelt es sich um netzgespeiste Geräte, die unbeabsichtigt Hochfrequenz-Störspannungen erzeugen (Meßgeräte, Digitalschaltungen, Geräte der Leistungselektronik, Stabilisierungsschaltungen, Lichtdimmer und Lichtorgeln, elektronische Schalter, Gleichrichterschaltungen u. ä.).

Für diese Geräte gilt, daß fast immer die Störspannungen im unteren Frequenzbereich am höchsten sind. Es genügt daher im allgemeinen, nur die Störspannung auf den zu- und wegführenden Leitungen bei der niedrigsten Frequenz zu messen. Wenn die Funkentstörglieder z. B. einer Phasenanschnittschaltung Störfrequenzen von 150 kHz ausreichend dämpfen, ist mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit davon auszugehen, daß dann auch alle höheren Störfrequenzen ausreichend bedämpft sind. Statt eines teuren, von 150 kHz bis 30 MHz durchstimmbaren Meßempfängers braucht man dann zur Feststellung ausreichender Funkentstörung nur noch ein impulsbewertendes selektives Voltmeter für eine Festfrequenz von 150 kHz (niedrigste Meßfrequenz) nach VDE 0875.

Außerdem braucht man keine übergroße und über weite Bereiche (z. B. 1 µV bis 1 V) geeicht umschaltbare Meßempfindlichkeit. Es genügt hierbei festzustellen, ob der Störspannungspegel über oder unter dem zugelassenen Grenzwert liegt. Es wird von der Normalentstörung (Vorschrift in Wohngebieten, Störpegel N) ausgegangen. Zugelassen sind dabei 66 dB über 1 µV bei 150 kHz auf den Netzleitungen und 80 dB auf anderen Leitungen, z. B. zwischen Störer und Verbraucher. Diese Störspannungen sind bei einem Netzinnenwiderstand von 150 Ω zu messen.

Da es keine Stromversorgungsnetze mit 150 Ω Impedanz (für die Meßfrequenz) gibt, braucht man zur Durchführung der Messung auch noch eine Netz-„Nachbildung", die diese vorgeschriebene Impedanz bei 150 kHz aufweist. Auch diese Netznachbildung wird sehr einfach und preiswert einerseits durch die Beschränkung auf eine einzige Meßfrequenz (150 kHz), und zum anderen durch die Beschränkung auf nicht zu hohe Netzspeiseströme (z. B. ca. 3A max.).

In *Bild 1* ist die grundsätzliche Meßanordnung dargestellt. S möge ein netzbetriebener Störer (z. B. ein Dimmer) sein, der über der Last L an den Ausgangsbuchsen a und b der Netznachbildung liegt.

Das 220-V-Netz selbst wird über die Entstörglieder Dr1-C1 und Dr2-C2 entstört, damit nicht Störungen aus dem Netz selbst die Messung verfälschen. Die Drosseln Dr3 und Dr4 machen das Netz hochohmig gegenüber 150 Ω, so daß die Netzimpedanz für die Meßanordnung tatsächlich nur noch durch R_B und R_i (beide 150 Ohm) gebildet wird. Die Kondensatoren C3 und C4 sind Trennkondensatoren, deren Impedanz bei 150 kHz vernachlässigbar klein ist.

Nach VDE 0875 müssen nun die maximalen Störspannungen an den Meßpunkten 1, 2 und 3 bestimmt werden. Auf den Netzleitungen 1 und 2 dürfen dann (bei der gewählten Meßfrequenz von 150 kHz) höchstens 66 dB (≙ 2 mV; 0 dB ≙ 1 µV) auftreten, am Meßpunkt 3 (Verbindungsleitung vom Störer zur Last) höchstens 80 dB (10 mV). Dabei sind die Netzleitungen mit 150 Ohm abzuschließen (R_B und R_i), die Messung am Meßpunkt 3 ist mit einem „hoch-

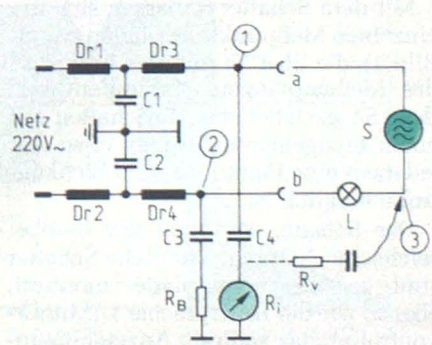


Bild 1. Aufbau für die Störspannungsmessung an netzbetriebenen Störern

ohmigen" Tastkopf vorzunehmen, in der Regel mit 1,5 kΩ.

Wie in Bild 1 gezeichnet, liegt das Meßgerät mit einem Eingangswiderstand von R_i = 150 Ω zunächst am Meßpunkt 1 und gestattet, die Störspannung auf der Netzleitung a zu messen. Danach wird (durch einen Umschalter im Gerät) der 150-Ω-Belastungswiderstand R_B an Netzleitung a gelegt und das Meßgerät R_i über C3 an Meßpunkt 2. Damit wird die Störspannung auf Netzleitung b gemessen. Schließlich werden beide Netzleitungen mit einem Festwiderstand von R_B = 150 Ω versehen und das Meßgerät mit einem Vorwiderstand R_v im Tastkopf an Meßpunkt 3 gelegt, um die Störspannung an der Lastleitung zu messen. Da $R_v + R_i$ = 1,5 kΩ und R_i = 150 Ω ist, findet hierbei eine Spannungsteilung von 10 : 1 statt. Dem vom Meßgerät angezeigten Störspannungswert sind bei Tastkopfmessung deshalb 20 dB (entsprechend dem Spannungsverhältnis von 10 : 1) hinzuzuzählen.

Das Meßgerät (R_i in Bild 1) hat zwei Meßbereiche: 50...60 dB und 60...70 dB. Zusammen mit dem Tastkopf (+20 dB) ergeben sich als Zusatzbereiche dann 70...80 dB und 80...90 dB. Da selbstverständlich auch an den Meßpunkten 1 und 2 mit dem Tastkopf gemessen werden kann, ergibt sich daher ein Gesamtmeßbereichsumfang von 50 bis 90 dB, der völlig zur Beurteilung ausreichender Funkentstörung nach Entstörgrad N bei 150 kHz ausreicht.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Gerätes. Im oberen Teil ist die Netznachbildung dargestellt, im unteren Teil der Meßempfänger.

Der Schalter S1 dient zum Ein- und Ausschalten der Netzspannung für die Netzbuchsen a und b, über die der Prüfling angeschlossen wird. Der Meßempfänger besitzt einen eigenen Netzschalter S2, der mit dem Lautstärkeregler P4 der Mithörkontrolle kombiniert ist.

Mit dem Schalter S3 lassen sich die einzelnen Meßpunkte anwählen (vergl. Bild 1), die über S4 mit dem Eingang f des Meßempfängers verbunden werden. S4 gestattet das Umschalten auf einen Eichgeneratorausgang c, so daß jederzeit eine Funktions- und Eichkontrolle möglich ist.

Der Schalter S5 dient der Meßbereichsumschaltung. Sämtliche Schalter sind an der Frontplatte montiert, ebenso wie der Lautsprecher L (Mithörkontrolle), das zentrale Anzeigeinstrument I (100 µA) und die vier Buchsen a, b, Masse und „Tastkopf". Der Vorwiderstand R_v (vergl. Bild 1) ist in Form eines 1,3-kΩ-Widerstandes schon im Gerät eingebaut, so daß für die Tastkopf-Messung eine normale Laborleitung zwischen Meßobjekt und Buchse „Tastkopf" verwendet werden kann.

Für die Drosseln Dr1 bis Dr4 werden handelsübliche Ringkern-Funkentstördrosseln verwendet, wie sie z. B. zur Funkentstörung von Dimmern angeboten werden. Man sollte aber darauf achten, daß man nach Möglichkeit Drosseln mit Bandwickelkern bekommt (z. B. Typ FD 2,5 von Vacuumschmelze oder ähnliche), da diese Drosseln eine höhere Eigendämpfung aufweisen als Pulverkerndrosseln und daher auch bei geringen Lasten weniger zu Instabilitäten (Schwingen) neigen.

Der Meßempfänger

Die Schaltung des Meßempfängers ist in *Bild 3* gezeigt. Um die in VDE 0876 vorgeschriebene Bewertung impulsförmiger Störspannungen zu erreichen, ist neben einer großen Aussteuerungsreserve eine bestimmte Bandbreite erforderlich, die durch das Bandfilter L 1, L 2 im Eingang f erreicht wird. Die Bewertungszeitkonstanten liegen im Anzeigekreis (R 8, R 9, R 10, C 8, C 9).

Die Funktion des Empfängers ist folgende: Die beiden Widerstände R 1 und R 2 am Hf-Eingang f stellen einerseits den vorgeschriebenen Eingangswiderstand von 150 Ω dar, andererseits dämpfen sie den Schwingkreis L 1/C 1 gerade so, daß die vorgeschriebene Filterkurve eingehalten wird. Der Schwingkreis L 2/C 2 wird durch R 5 entsprechend bedämpft. Die erforderliche Bandbreite (9 kHz bei 6 dB) des Filters läßt sich mit dem Trimmer C 4 einstellen.

Nach der Siebung im Bandfilter wird die verbleibende Störspannung im Verstärker-IC soweit verstärkt, daß das Signal ausreichend groß gegen die Schleusenspannung der Dioden D 3 und D 4 wird. Mit diesen Dioden wird die verstärkte Signalspannung gleichgerichtet und dem Bewertungskreis zugeführt. Durch die „Bewertung" mit vorgeschriebenen Lade- und Entladezeitkonstanten wird erreicht, daß insbesondere impulsförmige Störspannungen (Phasenanschnittschaltungen!) entsprechend ihrer „Störwirkung" (= des durch sie erzeugten Störeindruckes) angezeigt und beurteilt werden, nicht aber nach ihren Spitzen- oder Effektivwerten. Deshalb ist für diese Messungen z. B. ein normales selektives Voltmeter auch dann nicht zu gebrauchen, wenn es sich auf die vorgeschriebene Durchlaßkurve (Bandbreite) einstellen ließe.

Das hier beschriebene Gerät ist übrigens nicht für die Messung sogenannter „Knackstörungen" geeignet, es erlaubt aber eine überschlägige Beurteilung solcher Störungen. Zur genauen Messung wäre u. a. noch eine Zeitkonstante für das Anzeigeinstrument vorzuschreiben, was bei einer Bauanleitung nicht möglich ist, da die Teile (so auch das Anzeigegerät) aus unterschiedlichsten Quellen stammen werden und daher einheitliche Dimensionierungsan-

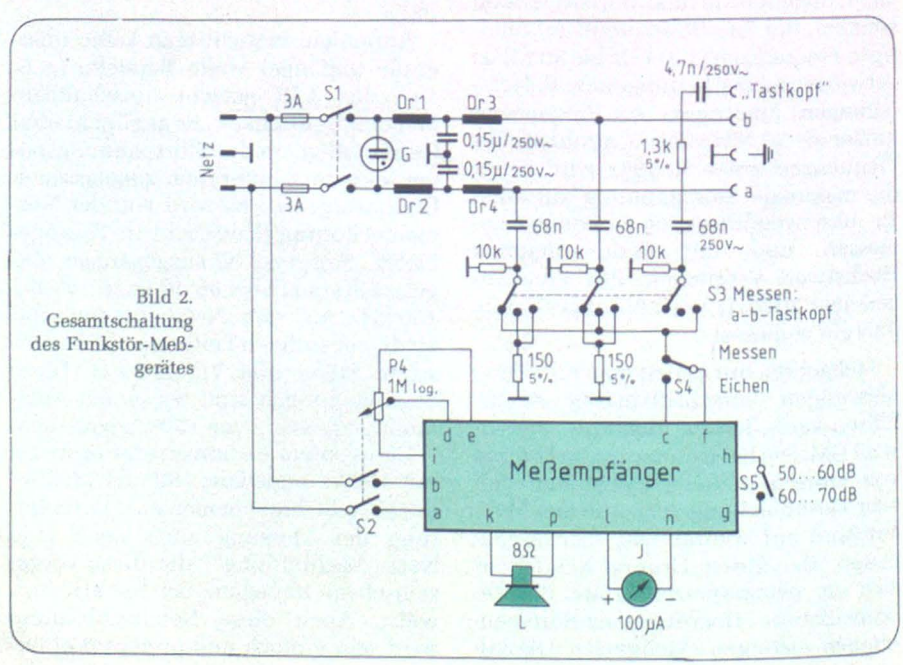


Bild 2. Gesamtschaltung des Funkstör-Meßgerätes

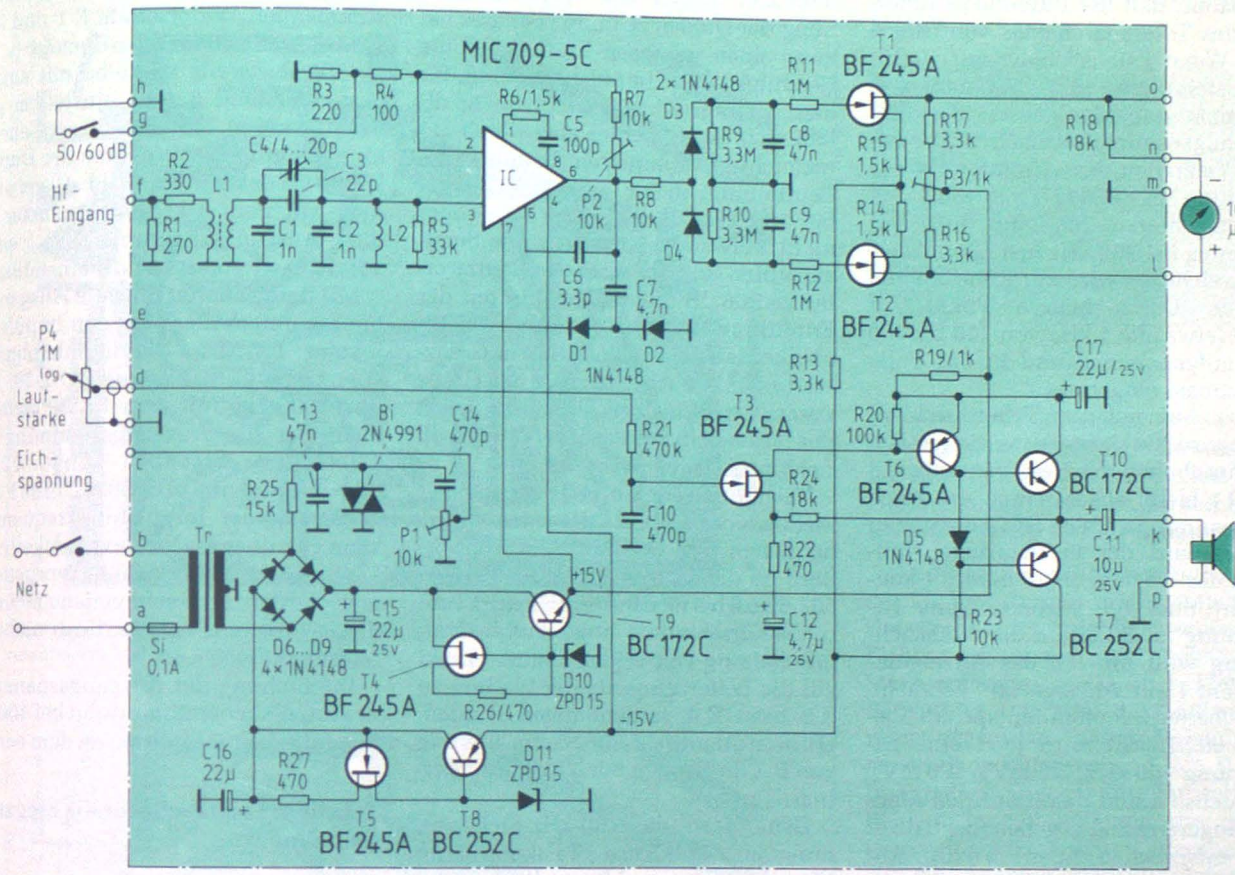


Bild 3. Schaltung des Meßempfängers

gaben dafür nicht gemacht werden können.

Die Anpassung des niederohmigen Anzeigeinstrumentes an den hochohmigen Bewertungskreis erfolgt durch die Transistoren T 1 und T 2. Mit dem Trimmer P 3 ist der Instrumenten-Nullpunkt einzustellen.

Am Ausgang des Hf-Verstärkers wird über C 7 die unbewertete Signalspannung entnommen, über D 1 und D 2 gleichgerichtet und dem Mithör-Verstärker T 3, T 6, T 7, T 10 zugeführt.

Im Netzteil werden die stabilisierten Betriebsspannungen von +15 V und -15 V gewonnen. Außerdem wird über R 25 ein Eichspannungsimpulsgenerator gespeist. Die Impulse entstehen jedesmal dann, wenn die Schaltspannung des „Bilateral Switch" Bi erreicht wird und der Kondensator C 13 über Bi entladen wird. Diese Impulse werden über C 14 und den Trimmer P 1 dem Eichspannungsanschluß c zugeführt. Über den Schalter S 4 (vergl. Bild 2) können sie zur Empfänger-Eichkontrolle auf den Hf-Eingang des Empfängers gegeben werden.

Inbetriebnahme und Eichung

Nach Fertigstellung des Gerätes werden zunächst die Betriebsspannungen (±15 V mit Toleranzen entsprechend den Zenerdioden-Spannungen von D 10 und D 11) kontrolliert. Sodann wird das aus L 1 und L 2 bestehende Bandfilter nach dem Toleranzschema *Bild 4* (nach VDE 0876) abgeglichen. Dazu wird eine sinusförmige 150-kHz-Spannung auf die Buchse a und Masse der Netznachbildung gelegt (Netzschalter S 1 abgeschaltet, Schalter S 2 am Lautstärkeregler eingeschaltet, Schalter S 3 in Stellung „a", S 4 auf „Messen", S 5 auf „50...60 dB").

Zunächst werden beide Spulen L 1 und L 2 auf maximale Amplitude abgeglichen (Messung mit dem Oszilloskop an Pin 6 des Verstärker-ICs). Dann wird mit dem Trimmer C 4 die Bandbreite so

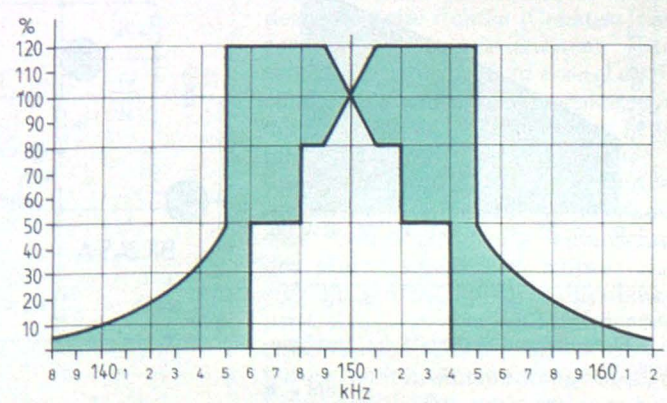


Bild 4. Toleranzschema der Hf-Durchlaßkurve des Meßempfängers

eingestellt, daß die Filterkurve innerhalb des Toleranzschemas von Bild 4 liegt. Wenn kein Wobbler zur Verfügung steht, muß die Durchlaßkurve mehrmals aufgenommen werden. Dabei genügt es zunächst, nach dem jeweiligen Verstellen des Trimmers C 4 die Spannung bei 145,5 kHz und 154,5 kHz zu kontrollieren. Sie muß 50% der Spannung bei 150 kHz betragen. Wenn das erreicht ist, wird zur Kontrolle die gesamte Durchlaßkurve Punkt für Punkt (etwa alle 1 kHz von 140 bis 160 kHz) aufgenommen und in das Toleranzschema eingetragen.

Nach Abgleich der Filterdurchlaßkurve wird die Verstärkung eingestellt. Vor Einschalten der Netzspannung mit S 2 (S 1 bleibt abgeschaltet, um keine Netzspannung auf den Hf-Generator zu geben!) wird der mechanische Nullpunkt des Anzeigeinstrumentes I kontrolliert und ggf. justiert. Ohne Hf-Spannung an Buchse a der Netznachbildung wird mit P 3 das Anzeigeinstrument I auf Anzeige „0" gebracht. Mit Schalter S 5 offen (entspr. Meßbereich 60...70 dB) wird jetzt eine Hf-Spannung 150 kHz, 3,2 mV_{eff} ≙ 9 mV_{ss} auf Buchse a und damit auf den Meßempfängereingang gegeben (bei 0 dB ≙ 1 µV entsprechen 3,2 mV 70 dB). Mit dem Trimmer P 2 wird die Verstärkung so eingestellt, daß das Instrument Vollausschlag (100 µA) anzeigt. Die Eingangsspannung wird jetzt nacheinander auf die Werte nach *Tabelle 1* eingestellt und entsprechend dem Ausschlag des Anzeigeinstrumentes I eine Eichkurve ähnlich *Bild 5* erstellt. Die Eichpunkte werden später auf die Instrumentenskala übertragen, so daß eine Ablesung dann direkt in dB-Störspannung erfolgen kann.

Wie aus der Eichkurve hervorgeht, wird der Skalenanfang elektrisch unterdrückt (durch die Schleusenspannung der Dioden D 3 und D 4). Das hat zwar einen gewissen Einfluß auf die Genauigkeit der Impulsbewertung, für den wichtigsten Meßwert von 66 dB läßt sich dieser Fehler aber durch Direkteichung eliminieren. Damit ist die Beurteilung, ob der Funkentstörgrad N bei 150 kHz überschritten wird oder nicht, einwandfrei möglich. Die Bereiche unter- und oberhalb des Grenzwertes von 66 dB dienen ohnehin nur der Ermittlung entweder des erreichten Sicherheitsabstandes von diesem Grenzwert oder der Abschätzung der Größe zusätzlicher Entstörmaßnahmen, wenn der erforderliche Pegel von <66 dB noch nicht erreicht ist.

Nach Direkt-Eichung des wichtigsten Meßbereiches 60...70 dB wird durch Schließen des Schalters S 5 kontrolliert, ob der Vollausschlag im Bereich 50...60 dB bei 60 dB ≙ 1 mV liegt. Eventuelle Korrekturen können durch Parallelschaltung von Widerständen (direkt auf die Leiterbahnseite der Platine) zu R 3 bzw. R 4 vorgenommen werden. Dann ist allerdings eine Nachjustierung von P 2 im Bereich 60...70 dB erforderlich.

Dann wird die 150-kHz-Eichspannung auf die Buchse „Tastkopf" (und Masse) gegeben und kontrolliert, ob Instrumentenvollausschlag erfolgt bei 80 dB ≙ 10 mV_{eff} (S 5 geschlossen) und 90 dB ≙ 32 mV_{eff} (S 5 offen). Eventuell erforderliche Korrekturen an R_v = 1,3 kΩ vornehmen, nicht an der Verstärkungseinstellung P 3!

Eine Kontrolle des Bewertungskreises kann mit einem Impulsgenerator nach *Bild 6* vorgenommen werden. Der linke Teil dieser Schaltung zeigt einen Sinusgenerator (T 1, T 2) mit Wien-Robinsonbrücke für ca. 150 kHz. Der Transistor T 3 dient der Amplitudenstabilisierung. Wenn die frequenzbestimmenden Widerstände R 1 und R 2 mit einem Tandempotentiometer (z. B. 2x 500 Ω jeweils in Reihe mit einem Festwiderstand 820 Ω) einstellbar gemacht werden, läßt sich dieser Generator auch gut zur Aufnahme der Durchlaßkurve des Filters (Bild 4) verwenden. Mit dem 1-kΩ-Potentiometer ist die Ausgangsspannung (an einer 150-Ω-Last) von 0...84 dB einstellbar.

Mit dem Schalter S ist die Ausgangsbuchse umschaltbar auf den Impulsgenerator T 4, T 5. Die Impulsfolgefrequenz ist umschaltbar auf 2, 10, 20, 100 und 1000 Hz. Mit dem 1-kΩ-Potentiometer ist die Ausgangsspannung an 150 Ω Last einstellbar von 0...72 dB (bewertet entspr. VDE 0876). Eine Feinjustierung der Impulsfolgefrequenzen kann ggf. über die Widerstandskette 1,2 – 22 – 120 – 120 – 1000 kΩ vorgenommen werden. Eine sehr genaue Eichung dieser Frequenz ist allerdings nicht erforderlich.

Die Eichung der Ausgangsspannung des Impulsgenerators erfolgt bei 100 Hz Pulsfolgefrequenz direkt an dem bereits

Tabelle 1: Eichtabelle für die Eingangsspannung

dB	mV_{eff}
60	1,0
61	1,12
62	1,26
63	1,4
64	1,6
65	1,8
66	2,0
67	2,2
68	2,5
69	2,8
70	3,2

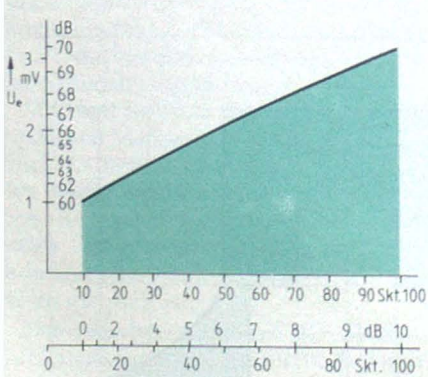


Bild 5. Eichkurve und Skalenbild des Anzeigeinstrumentes

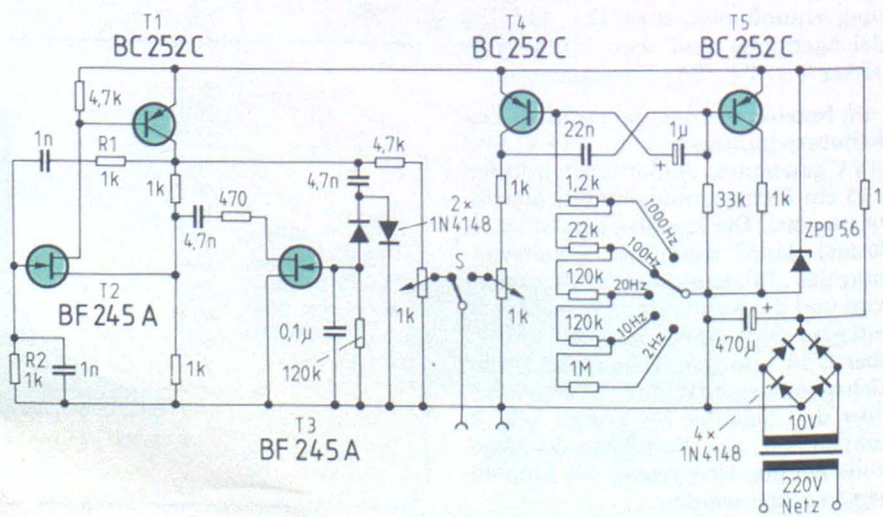


Bild 6. ▶
Hf- und Impulsgenerator zur Eichung des Meßempfängers

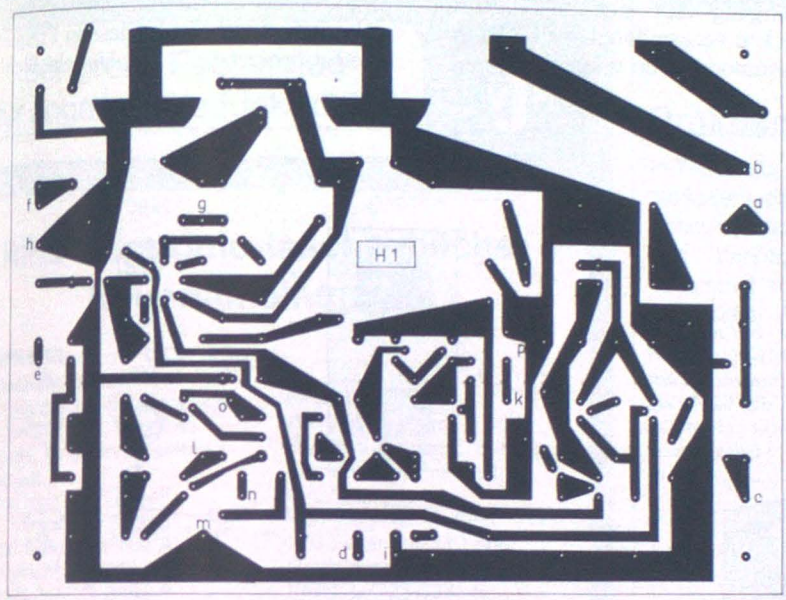


Bild 7. Leiterplatte für den Meßempfänger. Die Anschlüsse für den Netztrafo müssen ggf. dem verwendeten Trafotyp angepaßt werden

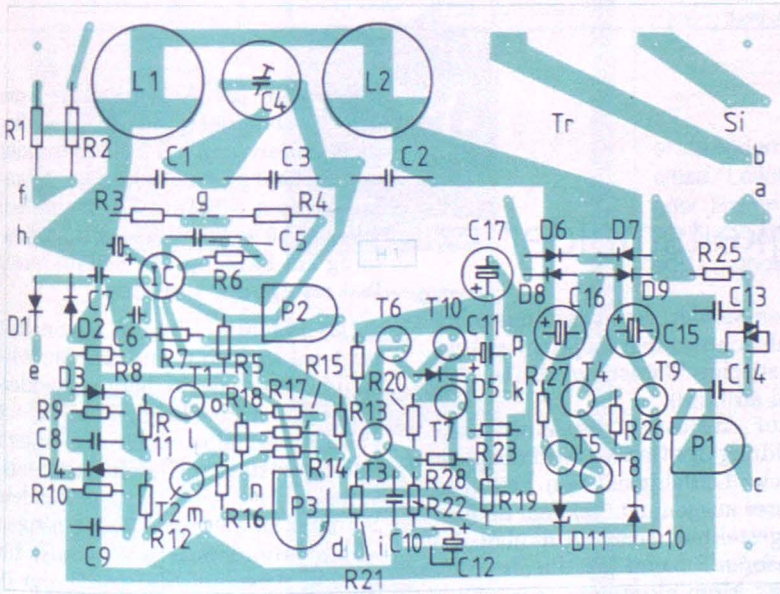


Bild 8. Bestückungsschema der Leiterplatte nach Bild 7

Bild 9.
Ansicht des fertigen Gerätes

Tabelle 2: Einfluß des Bewertungskreises

Folgefrequenz Hz	Meßempfänger-Anzeige dB gegen 100 Hz	Zulässige Abweichung dB
1000	+4,5	±1
100	0	0
20	−6	±1
10	−9,5	±1,5
2	−20	±2

mit einer 150-kHz-Sinusspannung geeichten Meßempfänger (noch besser natürlich an einem kommerziellen Funkstörmeßempfänger, falls ein solcher im Bekanntenkreis verfügbar ist).

Die Kontrolle des Bewertungskreises des Meßempfängers erfolgt nun durch Umschalten der Pulsfolgefrequenz des Eichgenerators, der über Buchse a den Meßempfänger speist. Bei korrekter Bewertung soll sich die Meßwertanzeige gegenüber 100-Hz-Pulsfolgefrequenz dann entsprechend den Werten in *Tabelle 2* ändern. Eine Einstellmöglichkeit der Komponenten des Bewertungskreises ist nicht vorgesehen, da sich die Anzeige erfahrungsgemäß bei der angegebenen Dimensionierung immer innerhalb der in Tabelle 2 angegebenen zulässigen Toleranzen hält.

Abschließend wird nach Umlegen des Schalters S 4 auf Stellung „Eichen" der Trimmer P 1 auf 60-dB-Anzeige eingestellt, so daß damit im Meßbereich 50...60 dB der Skalenendwert und im Bereich 60...70 dB der Meßbereichsanfang jederzeit kontrolliert werden können.

Aufbau des Funkstör-Meßgeräts

Wenn die Leiterplatte nach *Bild 7* verwendet wird, ist der Aufbau relativ unkritisch und wird sich vornehmlich nach der Größe der zusätzlich verwendeten Bauteile richten (Gehäuse, Lautsprecher, Anzeigeinstrument, Drosseln, Schalter usw.). *Bild 8* zeigt ein Bestückungsschema der Leiterplatte (von der Leiterbahnseite her). Die Leiterplatte ist unter den Spulenkernen an drei Stellen entlang der Begrenzungslinie der Masseleiterbahn mit einer Laubsäge kreisbogenförmig einzuschneiden. Durch diese Einschnitte lassen sich die Schränklappen der Spulenkörper-Gehäuse stecken und mit der Masse-Leiterbahn verlöten. *Bild 9* zeigt das fertige Gerät in einem Kleingehäuse der Firma Knürr (Typ 0.031.001.2 mit Einschub 0-035.001.4).

Einfacher Pulsgenerator

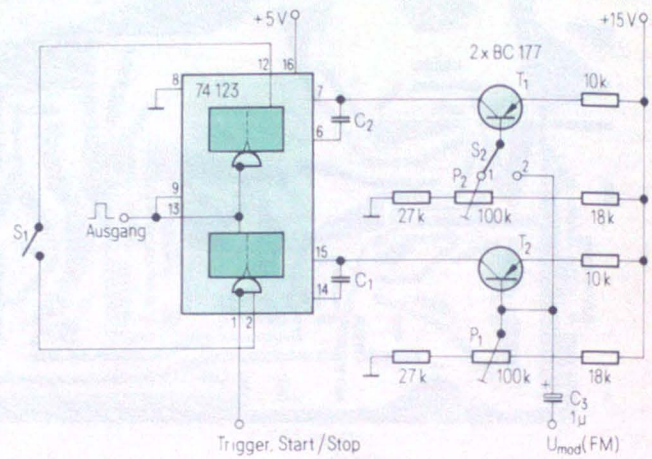
Mit den beiden Monoflops des TTL-IC 74123 und mit wenigen externen Bauelementen kann ein vielseitig verwendbarer Pulsgenerator aufgebaut werden.

Die Grundschaltung besteht aus einem von außen getriggerten Monoflop, dessen zeitbestimmender Widerstand durch die Konstantstromquelle mit T1 (*Bild*) ersetzt ist. Die Impulsdauer läßt sich daher mit der Basisspannung linear steuern. Dies ermöglicht Pulsdauermodulation über den Kondensator C3. Mit P1 wird t_i im Verhältnis 1:8 verändert ($t_i \approx 1{,}8 \cdot 10^3 \cdot C$ bei Mittelstellung).

Ist S1 geschlossen und S2 in Stellung 1, so entsteht, da die Monoflops sich jetzt gegenseitig triggern, ein Oszillator. Durch Variation von P1/2 und C1/2 können auch extreme Tastverhältnisse eingestellt werden. Der externe Triggereingang läßt sich zu Start/Stop-Zwecken verwenden. Über C3 ist Pulsphasenmodulation möglich.

Ist S1 geschlossen und S2 in Stellung 2, so entsteht ein VCO mit symmetrischem Tastverhältnis, dessen Frequenz modulierbar ist. *Harald Bichler*

Aus nur einer TTL-IS und zwei Transistoren läßt sich bereits ein recht universeller Pulsgenerator bauen



Schaltungskniff

Akustischer Feuchtigkeitsmelder

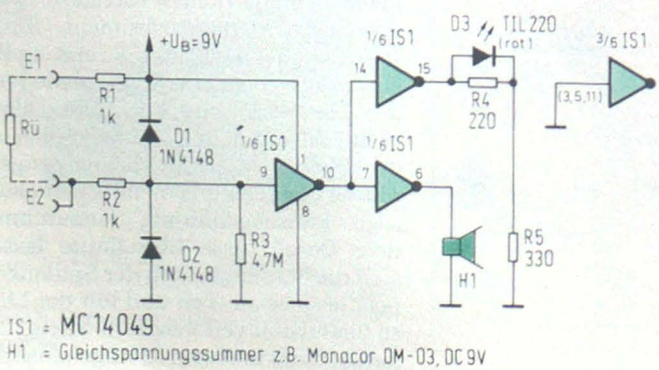
In welcher Wohnung ist es bei Benutzung von Waschmaschinen und Geschirrspülautomaten nicht schon einmal vorgekommen, daß defekte Geräte bzw. Schlauchleitungen zu Überschwemmungen geführt haben? Ein frühzeitiges Erkennen solcher Fehler ist die Voraussetzung zur Verhinderung größerer Schäden, die oft nicht nur die eigene Wohnung betreffen. Der folgende Beitrag beschreibt einen akustischen Melder, der auf geringste Bodenfeuchtigkeiten anspricht und ein akustisches Warnsignal als Dauersignal abstrahlt.

Zur Auslösung der akustischen Meldung des Gerätes wird die elektrische Leitfähigkeit von Leitungswasser ausgenutzt. Bei dem im *Bild* dargestellten Gerät wird über die Sensoren E 1 und E 2, die als leitfähige Aluminiumniete ausgeführt sind, die Leitfähigkeit des Meßortes überwacht. In Abhängigkeit vom Übergangswiderstand $R_ü$ des Bodens ändert sich die Spannung des aus $R_ü$ und R 3 bestehenden Spannungteilers. Beim Überschreiten von ca. 50% der Versorgungsspannung am Eingang des Schaltkreises IS 1 erfolgt die Meldung.

Das Potential am Pin 9 von IS 1 liegt auf logisch 0 und das Gerät ist ruhig. Sinkt der Übergangswiderstand durch Feuchtigkeit auf $R_ü < 4$ MΩ, so schaltet IS 1 den intern transistorisierten Gleichspannungssummer H 1 ein. Der verwendete Summer ist aufgrund des niedrigen Stromverbrauches (9 V/18 mA) für direkte Ansteuerung durch die IS geeignet. Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung bleibt unter 25 mA.

Die Leuchtdiode D 3 gestattet eine Kontrolle der Batteriespannung. Bei Auslösen des Melders, was durch Überbrücken der Sensoren mit dem Finger erfolgen kann, verlischt die Leuchtdiode bei einer Batteriespannung von etwa 6 V. Der Widerstand R 5 kann in der Schaltung durch ein Relais ersetzt werden. Mit einem potentialfreien Kontakt können geeignete Folgeschaltungen gesteuert werden. Beachten Sie die Bestimmungen der VDE 0100!

Gerhard Klar



Der Ruhestrombedarf des Gerätes ist so gering, daß bei Verwendung einer handelsüblichen 9-V-Batterie ein sicheres Arbeiten mindestens für den Zeitraum eines Jahres zu erwarten ist

Georg Fiege

Anzeige von binären Daten mit 7-Segment-Displays

Die im folgenden beschriebene Schaltung ermöglicht es, eine binäre n-bit-Information in den BCD-Code umzusetzen und mit 7-Segment-Displays oder einem Frequenzzähler anzuzeigen. So ist es z. B. möglich, den jeweiligen Zählerstand eines binären, programmierbaren 12-bit-Vorwärts-/Rückwärtszählers anzuzeigen.

Funktionsweise

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) verdeutlicht das hier verwendete Schaltungsprinzip. Ein Taktgenerator wird über eine Steuerlogik auf einen Binär- und einen Dezimalzähler geschaltet. Die Ausgänge des Binärzählers Q_o bis Q_n bilden die eine Eingangsgröße eines n-Bit-Komparators, die anzuzeigende n-bit-Information die andere. Sind beide Eingangsgrößen gleich, wird durch die Steuerlogik der Takt für beide Zähler gesperrt. Der Dezimalzähler hat nun den gleichen Zählerstand, aber im BCD-Code, wie der Binärzähler. Durch eine an die Ausgänge des Dezimalzählers anzuschließende Anzeigeeinheit wird also die anliegende n-bit-Information dezimal angezeigt. Ändert sich die Information, werden durch die Steuerlogik beide Zähler auf Null gesetzt und der Takt wieder freigegeben. Der Zählvorgang beginnt von neuem.

Hier wird auch ein kleiner Nachteil der Schaltung deutlich. Die Umsetzzeit ist in starkem Maße von der Bitzahl und dem vorherigen Zählerstand abhängig. Bei einer Breite von 12 bit kann die Umsetzzeit von 1 µs (0;1) bis zu 4 ms (4094; 4095) schwanken. Die Schaltung eignet sich also nur zur Anzeige sich relativ langsam ändernder Daten, nicht aber zur schnellen Umsetzung.

Die Schaltung

Die Schaltung, hier für 12 bit ausgelegt (*Bild 2*), wurde in Standard-TTL-Technik ausgelegt, das Prinzip ist aber auf andere Logikfamilien übertragbar. Als Komparatoren finden 4-bit-Vergleicher vom Typ 7485 Verwendung. Die Steuerlogik besteht aus den Gattern N 1...4 sowie einem Monoflop 74121. Der Taktgenerator (7413) schwingt auf einer Frequenz von ca. 1 MHz. Die Taktfrequenz sollte nicht erhöht werden, da es sonst zu Laufzeitproblemen kommen kann.

Ist der Zählerstand der Binärzähler 7493 gleich den Eingangsdaten, so sperrt der Ausgang „A = B" des letzten Komparators über N1 und N2 den Zählertakt; der Zähler bleibt stehen. Bei einer Änderung des Datenangebots wird durch das Monoflop ein Reset-Impuls

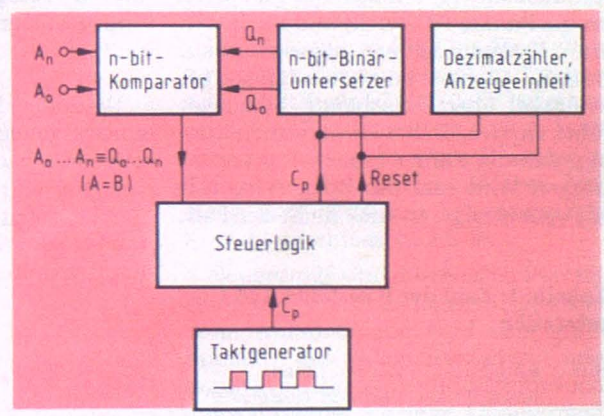
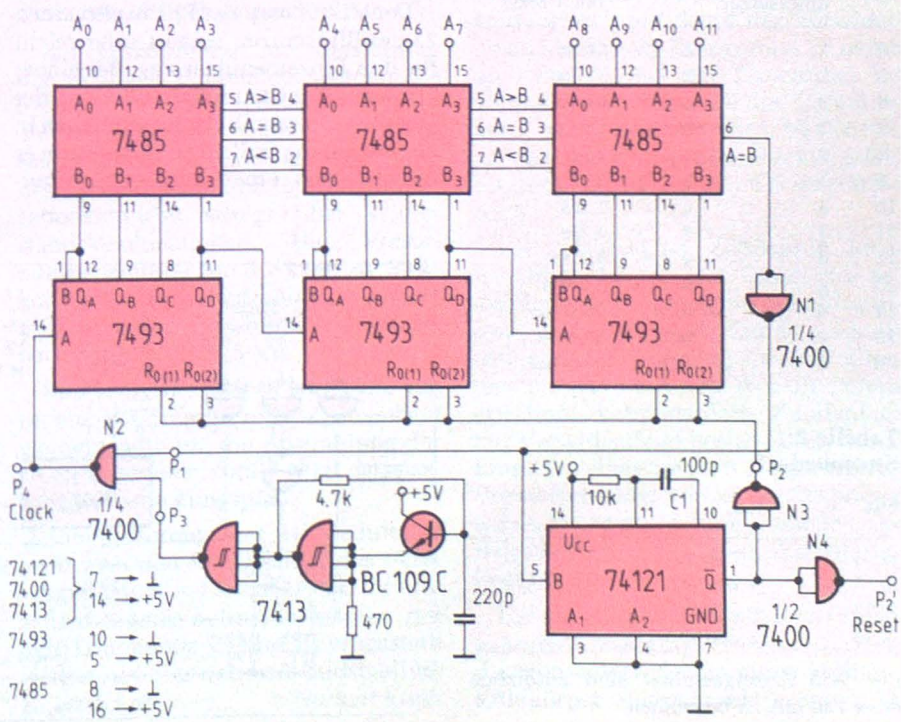


Bild 1. Blockschaltbild des Umsetzers

▼ Bild 2. Schaltbild des Umsetzers für 12 bit ohne Dezimalzähler und Anzeigeeinheiten



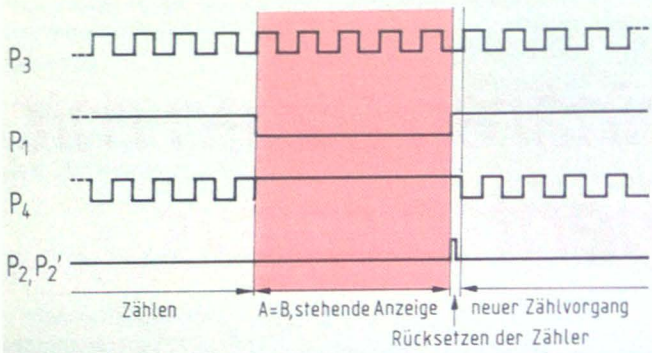


Bild 3. Impulsschema des Umsetzvorganges

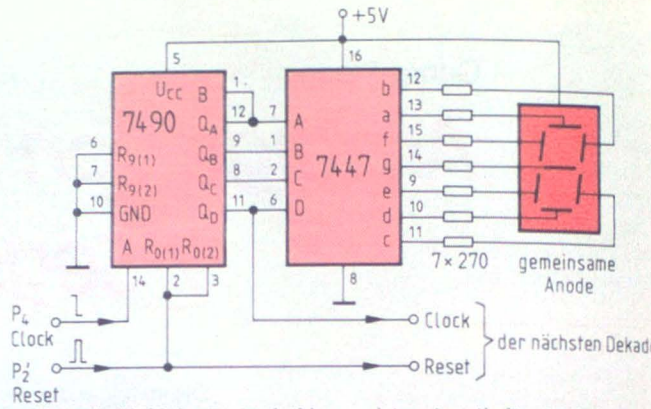


Bild 4. Schaltbild des Dezimalzählers und Anzeigeteils für eine Dekade

erzeugt und durch N2 der Takt wieder freigegeben, so daß der Zähler, von Null beginnend, aufwärts zählt, bis die Gleichheit wieder hergestellt ist, wie auch aus *Bild 3* hervorgeht. Die Gatter N3 und N4 dienen zur Erhöhung des Ausgangs-Fan-out des Monoflops.

Zur Anzeige sind zwei Möglichkeiten denkbar: Im einfacheren Fall wird an die Punkte P4 (clock) und P'_2 (Reset) ein Frequenzzähler angeschlossen, dessen Clock- und Reseteingänge, eventuell über Umschalter, herausgeführt werden. Dabei ist darauf zu achten, daß der Zähler negativ flankengetriggert wird und das Rücksetzen mit H-Pegel erfolgt. Ist dies nicht der Fall, so sind zusätzlich Inverter in die Leitungen zu schalten. Sind längere Verbindungsleitungen zum Frequenzzähler erforderlich, so sollte die Taktfrequenz gesenkt und C1 durch einen größeren Wert ersetzt werden. Die Zwischenspeicher des Frequenzzählers können ausgeschaltet oder über den „A = B"-Ausgang des letzten Komparators gesteuert werden (Fan-in beachten!).

Die andere Möglichkeit ist der Einbau eines eigenen Dezimalzählers und Anzeigeteils nach *Bild 4*. Auf Zwischenspeicher wurde hier verzichtet, da bei der Umsetzung alle sieben Segmente nur für kurze Zeit gleichzeitig aufleuchten (max. 65 ms bei 16 bit).

Die Schaltung ist für beliebige Bitbreiten verwendbar. Die Anzahl der benötigten Bausteine ist *Tabelle 1* zu entnehmen. Wichtig ist in jedem Fall, die Übertragungsausgänge des letzten Komparators mit den Übertragungseingängen des nächsten zu verbinden. Nicht benötigte Informationseingänge A müssen auf L-Pegel (Masse) gelegt werden, alle Q-Ausgänge der Binärzähler sind mit den B-Eingängen der Komparatoren zu verbinden. Beim Aufbau sollte man für je zwei ICs einen Tantalelko (ca. 5 µF) zum Abblocken der Versorgungsspannung vorsehen (in Bild 2 nicht eingezeichnet). Zur Stromversorgung findet ein übliches 5-V-Netzteil Verwendung. Die jeweilige Stromaufnahme ist *Tabelle 2* zu entnehmen.

Tabelle 1: Zahl der Bausteine und Umsetzzeiten

Bits	Komparatoren/Binäruntersetzer	Zähldekaden	max. Umsetzzeit bei 1 MHz
4	1	2	16 µs
5	2	2	32 µs
6	2	2	64 µs
7	2	3	130 µs
8	2	3	260 µs
9	3	3	520 µs
10	3	4	1 ms
11	3	4	2 ms
12	3	4	4,1 ms
13	4	4	8,2 ms
14	4	5	16,4 ms
15	4	5	33 ms
16	4	5	65,5 ms

Tabelle 2: Strombedarf

Bits	I_{max}
≦ 4	≈ 130 mA
≦ 8	≈ 200 mA
≦ 12	≈ 280 mA
≦ 16	≈ 360 mA

Für jede Anzeigeeinheit sind zusätzlich etwa 130 mA zu berechnen.

Ein TV-Adapter für den PET 2001

Der Mikrocomputer PET besitzt einen 23-cm-Bildschirm; seine Größe reicht für den Einzelbenutzer aus. Bei einem größeren Zuschauerkreis oder bei der Übertragung von Bildschirminhalten in andere Räume (z. B. in Schulen) kann es nützlich sein, einen Adapter zur Übertragung auf ein kommerzielles Fernsehgerät zu besitzen.

Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht mit geringem Aufwand einen solchen Adapter; sie liefert am Ausgang ein VHF-Signal, das der Antennenbuchse des Fernsehgerätes zugeführt werden

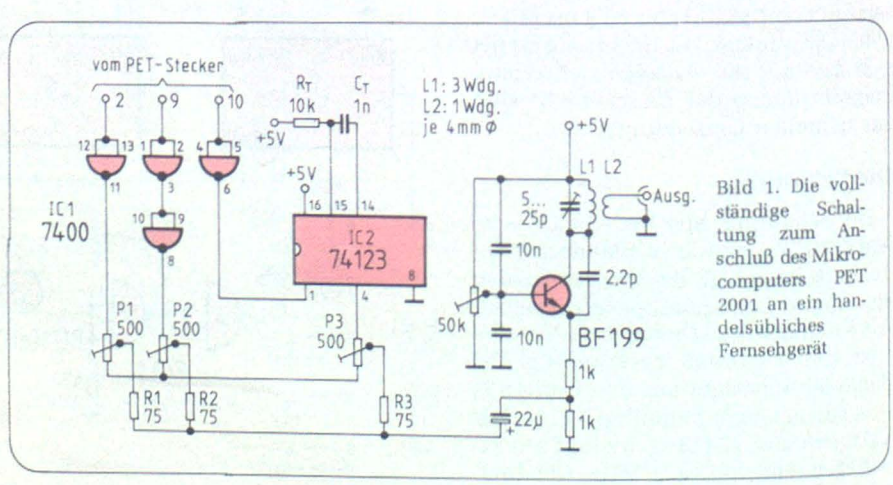


Bild 1. Die vollständige Schaltung zum Anschluß des Mikrocomputers PET 2001 an ein handelsübliches Fernsehgerät

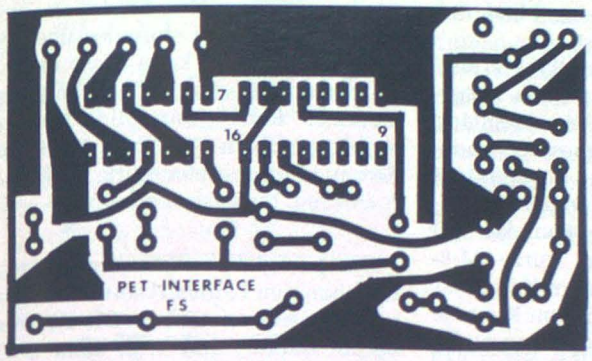


Bild 2. Die Platine sollte man möglichst in ein hf-dichtes Gehäuse einbauen, um die (unzulässige) Abstrahlung des VHF-Signales zu vermeiden

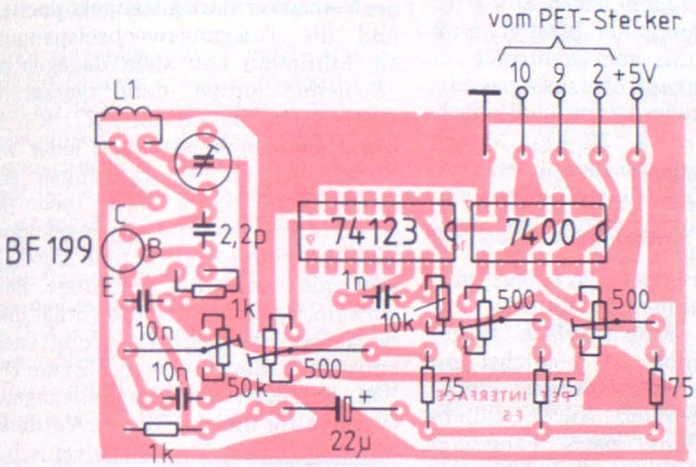


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2. Die Koppelschleife L2 ist nicht auf der Platine, sondern direkt an den Enden des Koaxialkabels anzulöten, das mit dem Antenneneingang des Fernsehgerätes verbunden wird

kann. Am User Port des PET stehen zum Anschluß eines zweiten Bildschirms auf der Oberseite des Steckers drei Anschlüsse zur Verfügung: TV-Video (Pin 2), Vertikal-Synchronimpulse (Pin 9) und Horizontal-Synchronimpulse (Pin 10).

Zum Anschluß eines TV-Gerätes über einen Modulator müssen diese Signale gemischt werden, um ein BAS-Signal für die europäische Norm (CCIR) zu erhalten.

Die US-Norm des PET geht von einer Bildfrequenz (TV-vertical) von 60 Hz aus, die europäische Norm von 50 Hz. Dieser Unterschied kann noch durch Nachstellen der Bildfrequenz des FS-Empfängers ausgeglichen werden. Um die unterschiedliche Zeilenzahl von 525 bei der US-Norm und 625 bei der europäischen Norm zu adaptieren, ist es notwendig, den Zeilenimpuls über einen monostabilen Multivibrator in seiner Länge zu verändern. Dies erfolgt in der Schaltung durch die nachtriggerbare monostabile Kippstufe (74123). Die Umformung erfolgt durch die Zeitkonstante, festgelegt durch R_T und C_T.

Zur Entkopplung und Einstellung der richtigen Phasenlage werden die Signale TV-video, TV-vertical und TV-horizontal durch ein TTL-NAND-Gatter (7400) verstärkt. Die Mischung des Video-Signals und der Synchronisationsimpulse erfolgt über Widerstandskombinationen. Die Versorgungsspannung von 5 V kann am Stekker für das Kassetten-Interface 2 abgegriffen werden (Anschluß Nr. 1: Masse, Anschluß Nr. 2: + 5 V).

Bild 2 zeigt die kleine Platine, die z. B. in ein Weißblech-Gehäuse eingebaut werden kann, um die Abstrahlung der Hf zu vermeiden. *Bild 3* zeigt den passenden Bestückungsplan.

Zur Justierung des Hf-Modulators stellt man den Kanalwähler des Fernsehgeräts z. B. auf Kanal 10 ein. Die einzelnen Signalamplituden können mit den Trimmpotis P_1 und P_3 eingestellt werden, um eine optimale Bildstabilität zu erreichen.

Norbert Kress

Einfachst-Transistorzündung

Grundlage der hier vorgestellten einfachen Transistor-Zündanlage bildet der recht preisgünstig erhältliche PNP-Leistungstransistor BD 250 C, der als einstufiger Schaltverstärker arbeitet. Trotz des geringen Aufwandes ergibt sich der für elektronische Zündungen typische Vorteil, daß sich der Unterbrecherkontakt nicht so leicht abnutzt und daß weniger Schwierigkeiten wegen seines Übergangswiderstandes auftreten. (Über den Wert von Transistor-Zündungen existieren die unterschiedlichsten Auffassungen – darüber wollen wir hier lieber nicht diskutieren!)

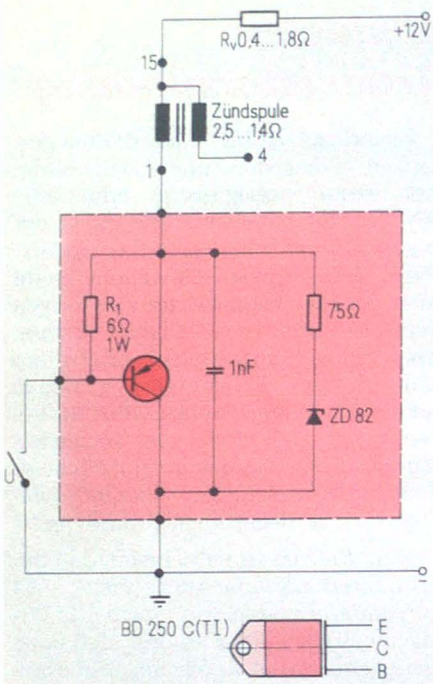
Dem *Bild* ist zu entnehmen, daß der Unterbrecherkondensator (meist 0,22 µF) entfernt wurde. Mit einem 6-Ω-Widerstand wird dafür gesorgt, daß noch genügend Strom durch den Unterbrecherkontakt fließt, um den Selbstreinigungs-Effekt sicherzustellen.

Der Spannungsabfall an der Kollektor-Emitter-Strecke beträgt im durchgeschalteten Zustand 0,8...0,9 V bei einem primären Zündstrom von 4...5 A. Dementsprechend ist die Verlustleistung im Transistor (bei eingeschalteter Zündung und stillstehendem Motor, U-Kontakt geschlossen) 4,5 W.

Neuerdings sind die meisten Pkw mit einer sog. Startanhebung ausgerüstet. Beim Anlaßvorgang wird über einen Kontakt des Magnetschalters oder durch ein Hilfsrelais die Batteriespannung direkt an Klemme 15 der Zündspule gelegt und damit der Vorwiderstand überbrückt. Demzufolge ist damit zu rechnen, daß der Zündstrom bei warmen Motor während der Startphase auf 7...8 A ansteigen wird. Nachzutragen ist, daß der Stromverstärkungsfaktor des BD 250 C bei $I_C = 5$ A 40...60 beträgt!

Die vorhandene Zündspule kann weiterbenutzt werden. Durch die zusätzliche Einbringung des Schalttransistors in den primären Zündstromkreis tritt eine Verringerung des Zündstromes um ca. 0,4 A ein. Wer die bereits erwähnte komfortablere Zündanlage mit Vorwiderstand besitzt, kann durch Einsetzen eines um ca. 0.3 Ω geringeren Vorwiderstandes wieder den ursprünglichen Primärzündstrom einstellen. Die Belastbarkeit der großen Zündspulen liegt bei 30 W.

Für den Aufbau lassen sich die bekannten Alu-Kleingehäuse verwenden, die sinnvollerweise an einen größeren Kühlkörper angeschraubt werden. Da



Mit nur fünf Bauelementen läßt sich bereits eine wirkungsvolle Transistorzündung aufbauen

der Kollektor des Transistors BD 250 mit seiner Grundplatte (die ein Befestigungsloch enthält) elektrisch leitend verbunden ist, läßt er sich ohne weiteres ohne Isolationsmaßnahmen auf das Gehäuse bzw. den Kühlkörper schrauben, wodurch gleich seine Masseverbindung sichergestellt ist.

Vor dem Einbau in den Pkw erfolgt die „Trockenprüfung" mittels ausgebauter Zündspule samt Vorwiderstand und der Batterie oder eines vorhandenen Netzteiles, das auf 14 V eingestellt wird. Als Unterbrecher fungiert ein Mikroschalter mit Ruhekontakt. In Klemme „4" wird eine kurze M-8-Schraube eingesteckt und mittels eines gebogenen Stückes Draht von Klemme „15" die Gegenelektrode hergestellt, die von der M-8-Schraube einen Abstand von 10...12 mm haben soll. Wird jetzt der Mikroschalter betätigt, muß ein kräftiger Funke vom Drahtstück auf den Schraubenkopf überspringen (bei einem Abstand von 10 mm ist die Überschlagspannung ca. 20 kV). Mutige Elektroniker ersparen sich diesen Test, indem sie die Transistor-Zündung einbauen, anklemmen, starten und dann sofort losfahren!

Nach erfolgreichem Probelauf wird das Gehäuseinnere mehrmals mit transparentem Kunststofflack ausgesprüht. Außerdem ist möglichst ein neuer Unterbrecher-Kontakt einzubauen und die Zünd- sowie Schließwinkel-Einstellung nach Fahrzeug-Herstellerangaben vorzunehmen.

Dipl.-Ing. P. Beyer

Lautstärke- und Balance-Einstellung mit TCA 740

Vor einiger Zeit brachte Valvo zwei integrierte Schaltungen für die Consumer-Technik zur indirekten Steuerung von Lautstärke, Balance und Tonblenden in Stereo-Verstärkern heraus (TCA 730 und TCA 740). Diese ICs sollen vermeiden, daß die „heißen" Verstärkerleitungen zu den Potentiometern geführt werden müssen, und man benötigt keine Doppelpotis mehr für die beiden Stereokanäle (und keine 4fachen für Quadro!), weil die Einstellung für alle Kanäle gemeinsam mit einem einfachen Poti vorgenommen werden kann.

An dem TCA 730 mißfällt, daß der Einstellbereich der Lautstärke festliegt und nicht verändert werden kann, so daß es nicht möglich ist, eine zu hohe Eingangsspannung (über 1 V_{eff}) abzuregeln, und daher beim Einstellen geringer Lautstärke der Klirrfaktor wächst. Diese Nachteile lassen sich weitgehend vermeiden, wenn man zur Lautstärkeeinstellung einen TCA 740 „mißbraucht". Dieser enthält vier Verstärker mit je zwei invertierenden Eingängen; durch Spannungsänderung an zwei besonderen Steuereingängen kann jeweils zwischen den beiden invertierenden Eingängen stufenlos überblendet werden. Man kann diese Einstellmöglichkeit durch ein elektronisch gesteuertes Poti versinnbildlichen, obwohl es sich in Wirklichkeit um eine Stromverteilungssteuerung zwischen mehreren Transistoren handelt.

Bild 1 zeigt die vollständige frequenzunabhängige Lautstärkeeinstellung für einen Stereoverstärker. Die Wirkung beruht darauf, daß z. B. beim „Poti" 1–2, wenn der „Schleifer" oben steht, der Verstärker stark gegengekoppelt ist, und die Ausgangswechselspannung ein Minimum hat; steht dagegen der „Schleifer" unten, dann beträgt die Verstärkung annähernd R 2 : R 1. Da (nach eigenen Messungen) jeder Verstärker bei offenen Eingängen eine Leerlaufverstärkung von mehr als 50 dB hat, ist bei einer gegengekoppelten Verstärkung von 10 dB je Stufe eine sehr gute Linearität garantiert. Beim Abwärtsregeln werden die Verhältnisse besser, weil die Gegenkopplung ja noch zunimmt – dies im Gegensatz zum TCA 730. Entgegen den Herstellerangaben ist es völlig unschädlich, 2 Verstärker innerhalb eines TCA 740 galvanisch zu koppeln, also den Koppelkondensator z. B. zwischen Anschluß 3 und R 1 (nach Anschluß 14) einzusparen, die

Tabelle:
Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung

Steuerspannung	Verstärkung
9,5 V	+ 20 dB
6,3 V	0 dB
4,8 V	– 20 dB
3,5 V	– 40 dB
2,3 V	– 60 dB
1,5 V	– 66 dB

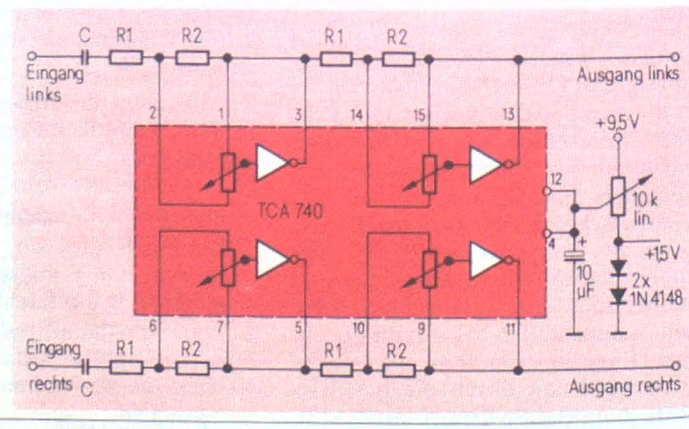


Bild 1. Lautstärke-Einstellung mit dem IC TCA 740

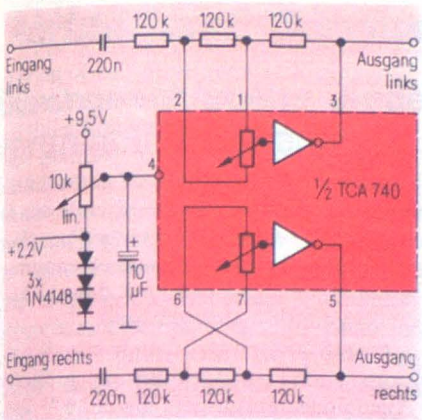


Bild 2. Einfache Realisation der Balance-Einstellung

starke Gegenkopplung macht's möglich. Ein Dimensionierungsbeispiel: R 1 = 56 kΩ, R 2 = 180 kΩ; C= 470 nF; die Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung bei diesen Werten zeigt die *Tabelle* (für die gesamte Schaltung nach Bild 1). Man ist natürlich in der Wahl des Widerstandsverhältnisses völlig frei und kann z. B. bei Bedarf die Maximalverstärkung 1 : 1 = 0 dB wählen (R 2 = R 1), dann beträgt das Minimum mehr als −80 dB!

Auch die Balance-Einstellung läßt sich mit einer Hälfte des TCA 740 sehr gut vornehmen (*Bild 2*). Man erkennt, daß bei dem unteren Verstärker die Eingänge gegenüber Bild 1 vertauscht sind, so daß dieser Verstärker abwärts regelt, wenn der obere aufwärts regelt und umgekehrt. Mit sechs gleichen Widerständen (wie gezeichnet) ergibt sich ein Einstellbereich von ±5,7 dB gegenüber der Mittenstellung, was völlig ausreicht (also max. 11,5 dB Unterschied zwischen rechts und links); der geometrische Mittelwert beider Verstärkungen ist über den ganzen Einstellbereich nahezu konstant. Der nicht benötigte Teil des IC kann für einen anderen Zweck, z. B. zur gehörrichtigen Lautstärkeeinstellung verwendet werden, oder auch einfach (mit fester Steuerspannung) als invertierender Verstärker.

Dr. Winfried Wisotzky

Nachträge

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 407

Wie uns die Firma Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, mitteilt, vertreibt sie die in den Bildern 4...6 abgebildete Platine für den 2-m-Empfänger. Außerdem sind dort alle Spezialteile für das Gerät zu haben.

„Echte" Frequenzeinstellung beim 2-m-Synthesizer

FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 405

Die im Bild mit „4029" bezeichneten ICs sind in Wirklichkeit, wie auch im Text erwähnt, Addierer vom Typ 4008. Selbstverständlich eignet sich die Schaltung auch für andere Synthesizer mit 25-kHz-Raster und BCD-Eingängen.

Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

FUNKSCHAU 1979, Heft 9, Seite 527, und Heft 10, Seite 591

Der Verfasser dieses Beitrages wurde vom Druckfehlerteufel in Leonhard Stingl umbenannt. Sein richtiger Name ist Dipl.-Ing. Leonhard Stiny. Wir bitten um Ihr Verständnis.

Michael Arnoldt

Dual-Spannungsregler mit Nachführung

Die dargestellte Schaltung erlaubt es, einen Dual-Spannungsregler von ± 1,25 V...± 15 V; 1 A aufzubauen. Sie veranschaulicht vor allem das Prinzip der nachgeführten negativen Spannung (tracking).

Positiver Regelzweig

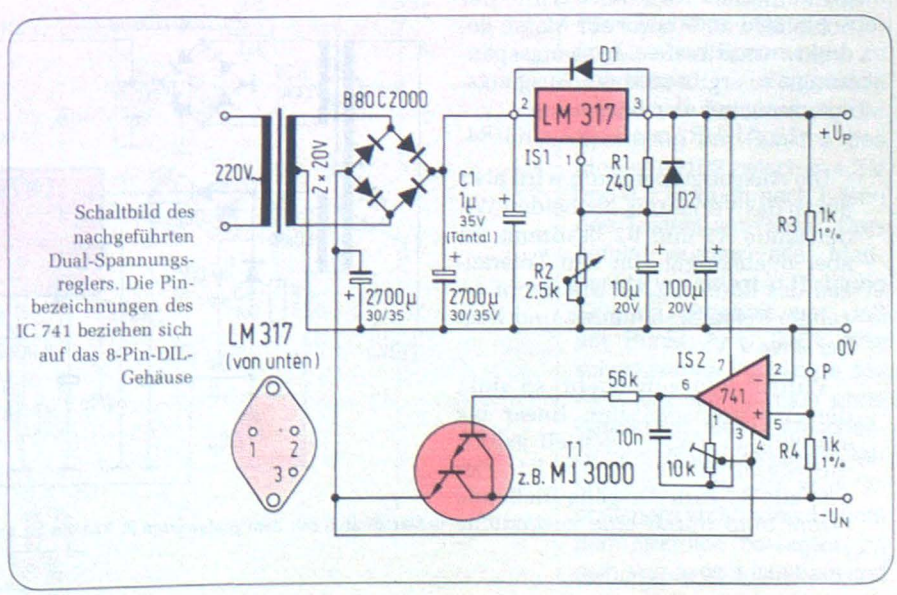
Die Gleichrichterschaltung ist so aufgebaut, daß ihr – bezogen auf Masse – sowohl eine positive als auch eine negative Spannung entnommen werden kann. Im positiven Zweig liegt der Spannungsregler LM 317 (IS 1). Die Besonderheit dieses IC besteht darin, daß die Ausgangsspannung durch einen externen Widerstand bzw. Spannungsteiler R1/R2 einstellbar ist (*Bild*). Dabei fällt am Widerstand R1 (240 Ω) ein der inneren Referenzspannung entsprechender Wert von 1,25 V ab. Somit ergibt sich die positive Ausgangsspannung gegen 0 V zu:

$$U_P = R_2 \cdot \frac{1{,}25\ V}{R_1} + 1{,}25\ V =$$

$$1{,}25\ V \cdot (1 + R_2/R_1).$$

Da der Hersteller für R_1 einen Widerstand von 240 Ω empfiehlt, ist für R_2 ein 3-kΩ-Potentiometer erforderlich, um eine Ausgangsspannung von 15 V zu erzielen.

Die Kondensatoren C1, C2, C3 verbessern die Regeleigenschaften der IS, die Dioden D1 und D2 nehmen im Fall eines Kurzschlußes am Ein- bzw. Ausgang des Reglers den Entladestrom der Kondensatoren C3 bzw. C2 auf und vermeiden eine Entladung über den Regler.



Schaltbild des nachgeführten Dual-Spannungsreglers. Die Pinbezeichnungen des IC 741 beziehen sich auf das 8-Pin-DIL-Gehäuse

Negativer Regelzweig

Die Wirkungsweise von IS 2 und T 1 in Verbindung mit R 3 und R 4 zur Erzeugung der negativen Spannung ist folgende: Wenn U_P und U_N betragsgleich sind, ergibt ein Spannungsteiler aus gleichen Widerständen R 3 und R 4 einen künstlichen Nullpunkt P = 0 V. P ist mit dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers IS 2, die Masseleitung 0 V mit dem invertierenden Eingang verbunden. Für P = 0 V nimmt der Ausgang von IS 2 ein mittleres Potential an, T 1 (MJ 3000 o. ä.) wird soweit leitend, daß sich am Kollektor gerade $U_N = -U_P$ einstellt.

Erhöht man nun die positive Spannung U_P durch Vergrößern von R 2, so wird zunächst P positiv. Der Ausgang von IS 2 reagiert hierauf sofort mit einer Spannungserhöhung, T 1 leitet stärker und U_N wird negativer, bis die Gleichheit von P und 0 V wiederhergestellt ist.

Fügt man einen Lastwiderstand zwischen 0 V und $-U_N$ ein, tendiert U_N zunächst nach 0 V. Dadurch verschiebt sich jedoch der künstliche Nullpunkt P ins Positive, T 1 wird stärker durchgesteuert und zieht U_N wieder weiter in den negativen Bereich zurück, bis mit P = 0 V wieder gilt: $|U_N| = U_P$.

Für T 1 wird zweckmäßig ein Darlington-Transistor (NPN) gewählt, der für einen Kollektorstrom von min. 2 A ausgelegt sein sollte. Der Kondensator C 4 verhindert Schwingungen, die im Regelsystem IS 2, T 1 auftreten können.

Praktische Erfahrungen

Die Übereinstimmung der Beträge beider Spannungen hängt innerhalb des Regelbereichs vom Unterschied der Widerstände R 3 und R 4 sowie von der Eingangsoffsetspannung des Regelverstärkers IS 2 ab. Im allgemeinen genügt es, für R 3 und R 4 Widerstände mit einer Toleranz von 1% zu wählen. Andere Werte als 1 kΩ sind wegen des hinreichend hohen Eingangswiderstands von IS 2 ebenfalls verwendbar. Der Ausgleich der Eingangsoffsetspannung von IS 2 auf Null kann mit dem 10-kΩ-Trimpotentiometer erfolgen.

Grundsätzlich läßt sich die Schaltung auch zur Gewinnung größerer Ausgangsspannungen als ±15 V verwenden. Zu beachten ist dann jedoch, daß die Betriebsspannungen von IS 2 (µA 741) 44 V nicht überschreiten darf. Für höhere Betriebsspannung eignen sich die IS SG 1536 (±40 V), SG 1436 (±34 V) und SG 1436 C (±30 V) von Silicon General (Astronic).

Schaltungskniff

Null Volt aus dem IC 723

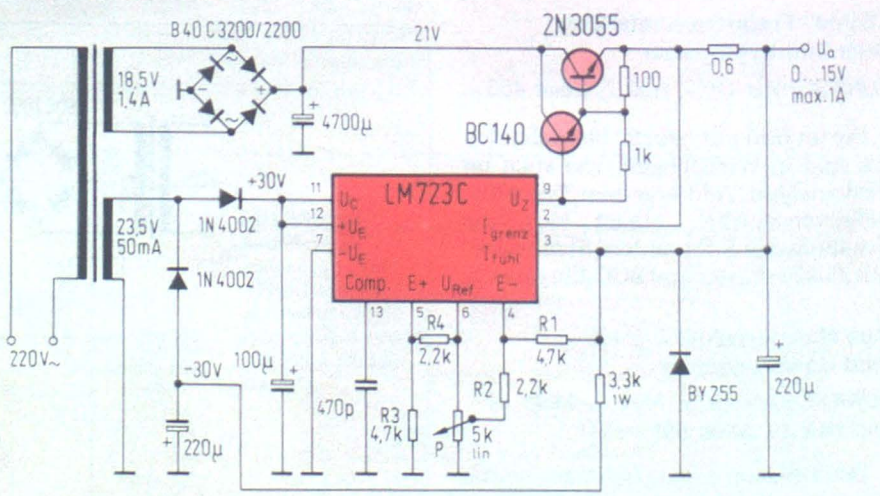
Der integrierte Spannungsregler 723 C ist überall recht preiswert zu haben. Er eignet sich im Prinzip zwar gut für ein Universalnetzteil, hat aber den Nachteil, daß es nicht ohne weiteres möglich ist, die Ausgangsspannung auf Null zu verringern.

Die im *Bild* gezeigte Schaltung umgeht diesen Nachteil. Wird der Schleifer von P ganz auf Masse gedreht (maximale Ausgangsspannung), so ergibt sich die Ausgangsspannung aus der Beziehung $U_a = U_{ref} \cdot R1/R2$ mit $R1/R2 = R3/R4$.

Die Ausgangsspannung wird also durch das Verhältnis der beiden Widerstände R1 und R2 bestimmt, ist aber unabhängig von den Toleranzen des Potis. U_{ref} ist die intern erzeugte Referenzspannung und liegt bei etwa 7 V.

Wird P nun aufgedreht, so sinkt die Ausgangsspannung linear bis auf Null ab; dabei wechselt jedoch die Stromrichtung durch R1. Der nun aus R1 zum Ausgang fließende Strom muß durch eine zusätzliche Hilfsstromquelle abgeleitet werden, was hier mit Hilfe einer negativen Hilfsspannung und zwei Vorwiderständen geschieht. Da der Anschluß U_2 benutzt wird, kann nur die DIL-Version verwendet werden. Leider vergrößert sich durch die besondere Schaltung der minimale Spannungsabfall des Längsreglers um 6 V; es ist aber ohnehin günstiger, die Spannungen für das IC und für die Längstransistoren aus getrennten Trafowicklungen zu entnehmen.

Dieter Thoss



So läßt sich mit dem preiswerten IC 723 ein bis auf Null Volt herunter regelbares Netzteil aufbauen

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

1. Teil

Mit dem folgenden Beitrag beginnen wir eine Baubeschreibung für die FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr, die durch konsequente Ausnutzung hochintegrierter Techniken auf kleinstem Raum unterzubringen ist. Wie schon bei den früheren Geräten der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte-Serie [1...8] bietet der einschlägige Fachhandel auch für die Funkuhr einen preisgünstigen Bausatz an.

Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt, wie die Mini-Funkuhr fertig aussieht. Aber zunächst ein paar Grundlagen: Unter einer Funkuhr versteht man einen Empfänger zur Auswertung eines Zeitzeichensignals. Das hier vorgestellte Gerät ist fest auf die Frequenz von 77,5 kHz des Zeitzeichensenders DCF 77 abgestimmt, der im Dauerbetrieb das amtliche deutsche Zeitzeichen ausstrahlt. Für die Erzeugung dieser Zeitskala ist auf gesetzlicher Grundlage [9] die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig verantwortlich. Dort wird aus der bewerteten Mitteilung einer Gruppe von Atomuhren eine ultragenaue Zeitskala gewonnen, von der man das Ansteuersignal für den Langwellensender DCF 77 ableitet (*Bild 2*). Für den Betrieb dieses Senders, der südöstlich von Frankfurt am Main stationiert ist, liegt die alleinige Verantwortung bei der Deutschen Bundespost und nicht, wie oft fälschlich angenommen wird, bei der PTB (*Bild 3*).

Das Prinzip der codierten Zeitzeichenübertragung besteht darin, die Amplitude der 77,5-kHz-Trägerfrequenz im Sekundenrhythmus kurzzeitig abzusenken (von 100% auf 25%; *Bild 4*). Die Dauer dieser Austastlücken beträgt entweder 100 ms oder 200 ms; die kurze Absenkung entspricht einer Digitalinformation mit dem Wert 0, während die lange Absenkung den 1-Zustand repräsentiert. Die Aufeinanderfolge dieser Sekundenmarken enthält den BCD-Code der kompletten Zeitinformation, einschließlich Wochentag und Datum. Eine geeignete Decodierschaltung kann diese im Empfangssignal enthaltene Digitalinformation auswerten und anzeigen.

Genauigkeit

Über die Anzeige- und Ganggenauigkeit einer Funkuhr kursieren die wildesten Gerüchte. Hier werden vielfach grundlegende Dinge durcheinandergebracht, die zumindest hier klargestellt werden sollen. Diese Betrachtungen gelten wohlgemerkt für das Prinzip an sich, und sie treffen daher gleichermaßen für den einfachen Funkuhren-Bausatz wie auch für die aufwendige Anlage mit Prozeßrechner-Kopplung zu.

Man ist heute in der Lage, auf der Grundlage seriengefertigter Atomuhren (preisliche Größenordnung: Sportwagen der gehobenen Leistungsklasse) eine Zeitskala zu generieren, de-

Bild 1. Außenansicht der FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr

Bild 2. In einem hermetisch abgeschlossenen Raum erzeugt in der PTB Braunschweig eine Atomuhrengruppe die Zeitskala, die laut Gesetz für die Bundesrepublik verbindlich ist

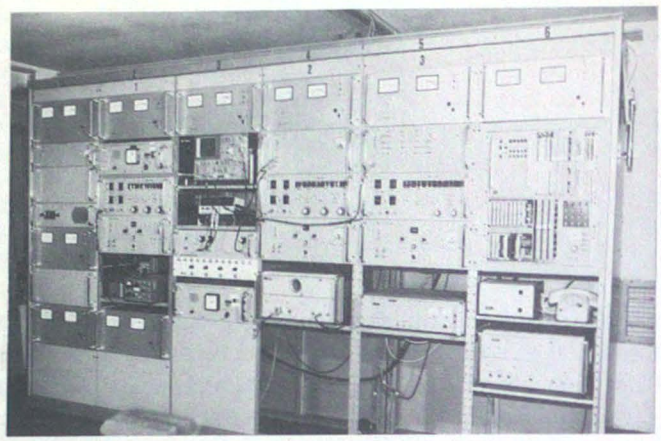


Bild 3. Hier wird das codierte Zeitzeichen aufbereitet, um an die Post übergeben und in den Sender DCF77 eingespeist zu werden

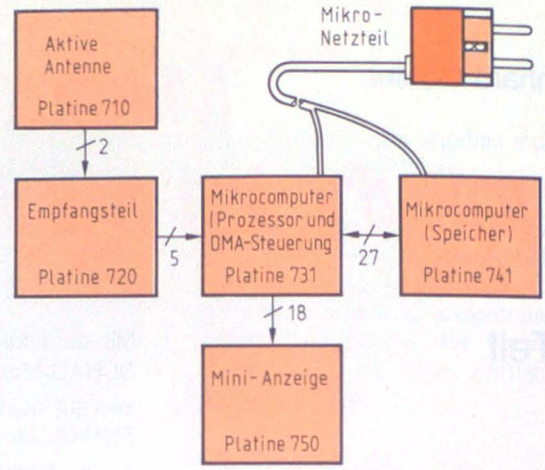


Bild 5. Blockschaltung der Mini-Funkuhr mit Mikrocomputer-Steuerung

ren Ungenauigkeit in der Gegend von 10^{-12} liegt. Dies ist ein geradezu fantastischer Wert, der die „Ganggenauigkeit" der Erde weit übertrifft. Die Definition der Zeit leitet sich daher heute nicht mehr von der Rotationsbewegung der Erde ab (astronomische Zeit), sondern von den hochkonstanten Eigenschwingungen bestimmter Atome (Cäsium, Rubidium; physikalische Zeit). Konsequenterweise gleicht man diese künstliche Zeit der astronomischen an, sobald zwischen beiden infolge der Inkonstanz der Erdrotation eine merkliche Abweichung entsteht (Größenordnung: Eine halbe Sekunde; Ausgleich: Einfügen einer „Schaltsekunde").

Um die Angabe der Ungenauigkeit von 10^{-12} richtig einschätzen zu können, sollte man einmal folgendes Gedankenspiel nachvollziehen: Angenommen, ein Fußballfeld wäre über mannshoch mit Weizenkörnern vollgefüllt, und es sollte jemand die Anzahl dieser Getreidekörner ermitteln; dann tut er dies gerade mit einem Fehler von rund 10^{-12}, wenn seine Angabe um nicht mehr als Eins vom tatsächlichen Wert abweicht!

Unsinnig dagegen ist der Vergleich, daß die heute verwendete Zeitskala in 300 000 Jahren eine Sekunde Abweichung besitzt; auch nach dieser Zeitspanne (die die wenigsten von uns erleben werden) bleibt die Ungenauigkeit der Zeitskala in dem Rahmen, der von den dann relevanten Erzeugungs- und Meßbedingungen vorgegeben wird.

All diese Betrachtungen beziehen sich wohlgemerkt auf die unter Laborbedingungen erzielbare Genauigkeit, sozusagen auf die Primärseite des Übertragungskanals. Keine Anordnung der Welt ist aber dazu in der Lage, ein Signal ohne jede Beeinträchtigung an einen anderen Ort zu übertragen. Im hier betrachteten Fall geschieht die Aussendung sogar über Rundfunkwellen, die entscheidend von den jeweils herrschenden Ausbreitungsbedingungen beeinflußt werden. Ließe man einmal den Weg des Signals vom Sender zur Antenne und von der Antenne zur Auswerteschaltung unberücksichtigt, dann würde – überspitzt formuliert – bereits ein quer zur Ausbreitungsrichtung fliegender Schmetterling die im Signal enthaltene Genauigkeit verderben.

Hinzu kommt eine Fülle anderer Einflüsse, die bei der Signalabstrahlung beginnen und im wesentlichen vom Einschwingverhalten der Empfangsschaltung bestimmt werden. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren weicht die am Empfangsort generierte Zeit um wenigstens einige Millisekunden von der Labor-Zeitskala der PTB ab. Das ist einerseits so wenig, daß es weit unter der menschlichen Wahrnehmbarkeitsgrenze liegt; andererseits wäre es unter diesen Gesichtspunkten geradezu dilettantisch, einen heimischen Funkempfänger als Atomuhr mit entsprechender Ganggenauigkeit hinzustellen.

Viel wesentlicher ist die Tatsache, daß es sich hierbei um eine Zeitanzeige handelt, die sich ständig vollautomatisch korrigiert; es ist also eine „Uhr" ohne jegliche Einstell- und Bedienelemente.

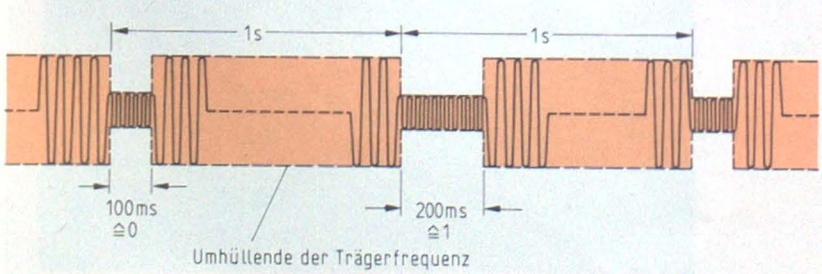


Bild 4. Im Sekundenrhythmus wird die Trägeramplitude auf 25 % abgesenkt

Die Schaltungskonzeption

Bei der Konzeption der FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr stand neben der Vorgabe des Miniaturformats die Preiswürdigkeit im Vordergrund. Dies sollte allerdings an keinem Punkt zu einer Einschränkung der Erweiterungs- und Ausbaufähigkeit führen. Außerdem war es das Ziel, dem Hobby-Elektroniker anhand dieses attraktiven Gerätes die Mikrocomputer-Technik näherzubringen. Zentraler Bestandteil dieser Funkuhr ist ein kompletter Mikrocomputer, der die Auswertung und Aufbereitung der Zeitinformation übernimmt [10].

In der Grundversion ist eine kleine Taschenrechner-Anzeige zur Sichtbarmachung von Zeit und Datum vorgesehen; anschlußkompatibel mit dieser ist eine 10 mm hohe Tischanzeige, die sich bei Bedarf nachrüsten läßt (Beschreibung folgt). In der Anzeige erscheinen die Sekunden, Minuten und Stunden für die Zeit, sowie der Kalender- und Wochentag und der Monat für

das Datum. Dabei wird der Wochentag durch die Ziffern 1...7 dargestellt; gemäß verbindlicher Norm steht die Eins für Montag [11]. Auf eine Anzeige der Jahreszahl wurde verzichtet, weil dies einerseits das Anzeige-Format sprengen würde und andererseits keine aktuelle Information bietet (Die Ziffer im Jahreszahl-Zehner schaltet nur alle zehn Jahre um, sofern sich die Segmente dann überhaupt noch aktivieren lassen!).

Aus Preisgründen ist der Mikrocomputer in dieser Grundstufe nur mit einem Teil des möglichen Programmspeichers ausgestattet. Damit werden Störungen im Empfangssignal weder erkannt noch korrigiert. Derartige Zusatzfunktionen lassen sich in Programmerweiterungen unterbringen, für die freie Steckplätze auf der Platine vorgesehen sind.

Zur Stromversorgung der Mini-Version der Funkuhr genügt das früher bereits vorgestellte Mikro-Netzteil im Schukostecker [5]. Erst für den erhöhten Strombedarf der Tischanzeige ist ein eigenes Netzteil erforderlich.

Vorläufig beschränkt sich die Schaltungs- und Bausatzbeschreibung ausschließlich auf die Mini-Version der Funkuhr mit der Grundbestückung für den Programmspeicher des Mikrocomputers. Sämtliche Erweiterungen, die über diesen Rahmen hinausgehen, sind späteren Beiträgen vorbehalten.

Das Blockschaltbild

Die Gesamtschaltung setzt sich aus sechs Funktionsblöcken zusammen, von denen die aktive Antenne und das Stecker-Netzteil extern angeordnet sind (*Bild 5*). Zur Anpassung an die jeweiligen Empfangsbedingungen läßt sich die Ferrit-Antenne am optimalen Empfangsort plazieren, der ohne weiteres mehrere Meter vom Gerät selbst entfernt sein kann. Die Signalauskopplung erfolgt niederohmig und kann direkt ohne separate Stromversorgungsleitungen in ein einfaches Koaxialkabel eingespeist werden. Im Empfangsteil selektiert ein Quarzfilter die Empfangsfrequenz von 77,5 kHz, bildet die Hüllkurve des Signals und führt diese einem Komparator zu. An dessen Ausgang steht die codierte Zeitinformation im TTL-Pegel zur Verfügung, um direkt in einen Eingang des Mikrocomputers eingespeist zu werden (*Bild 6*). Entsprechend dem im Programmspeicher abgelegten Programm führt der Prozessor die Auswertung und Aufbereitung des Eingangssignals durch.

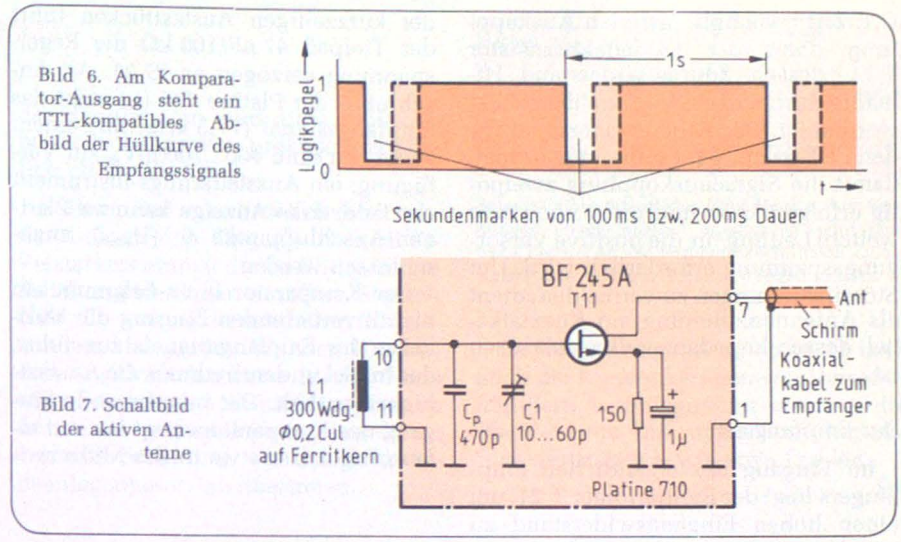


Bild 6. Am Komparator-Ausgang steht ein TTL-kompatibles Abbild der Hüllkurve des Empfangssignals

Bild 7. Schaltbild der aktiven Antenne

Das Übertragen der decodierten Zeitinformation in die Anzeige geschieht automatisch im direkten Speicherzugriff. Durch die hinreichend schnelle Zugriffsrate kann die Ansteuerung der Siebensegmentanzeigen im Multiplax-Betrieb erfolgen, und infolgedessen reduziert sich die Anzahl der Verbindungsleitungen zur Anzeige drastisch.

Die aktive Antenne

Der Eingangskreis zur Vorselektion wird aus einem bewickelten Ferritstab (L 1) mit Parallelkapazität gebildet (*Bild 7*). Der Abgleich erfolgt später völlig unproblematisch durch Verschieben der Spule auf dem Stab und anschließendes Optimieren durch den Trimmer

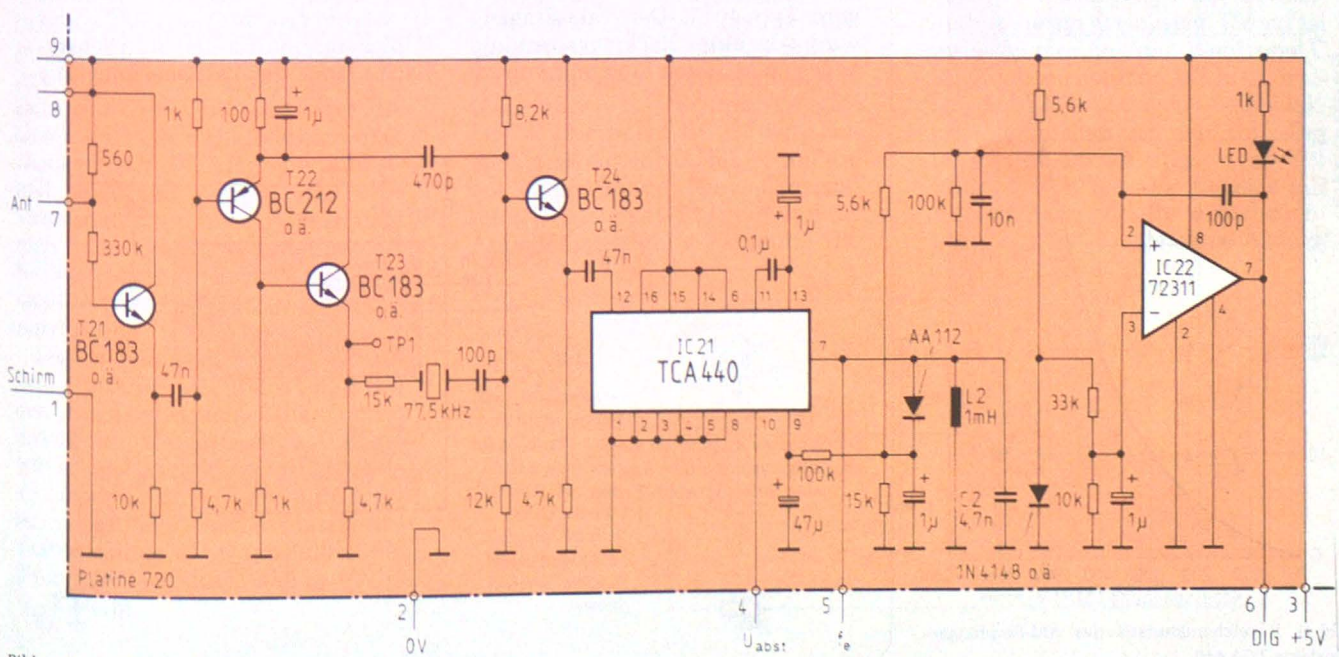


Bild 8. Schaltbild des Empfängers

C 1. Zur bedämpfungsfreien Auskopplung dient der Feldeffekttransistor T 11, dessen Source-Widerstand Hf-mäßig durch den 1-µF-Elko überbrückt worden ist. Der Arbeitswiderstand für den FET ist im Gerät selbst angeordnet, damit die Signalauskopplung zweipolig erfolgen kann und nicht noch eine weitere Leitung für die positive Versorgungsspannung erforderlich wird. Um Störeinstreuungen zu vermeiden, dient als Antennenzuleitung ein Koaxialkabel, dessen Impedanz völlig unkritisch ist.

Der Empfangsteil

Im Eingang des eigentlichen Empfängers liegt der Emitterfolger T 21, um einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen (*Bild 8*). Die wechselspannungsgekoppelte Verstärkerstufe mit T 22 hebt den Eingangspegel um ca. 26 dB an und führt das Signal einem Quarzfilter zu, das ein- und ausgangsseitig von den Impedanzwandlern T 23 und T 24 abgeschlossen wird. Dieses Schaltungskonzept stützt sich im wesentlichen auf [12] und hat sich gegenüber einer Vielzahl anderer Varianten in der Praxis bestens bewährt. Von der AM-Empfängerschaltung IS 21 werden nur der Zf- und Demodulatorteil benutzt, um eine geregelte Ausgangsamplitude zu erzeugen (*Bild 9*). Die Regelspannung wird durch Gleichrichtung und Glättung der am Schwingkreis L 2/C 2 anstehenden 77,5-kHz-Frequenz gewonnen; zur Überbrückung der kurzzeitigen Austastlücken führt der Tiefpaß 47 µF/100 kΩ die Regelspannung verzögert an IS 21. An Anschluß 5 der Platine 720 (f_e) steht das Empfangssignal (77,5 kHz) mit einem Pegel von rund 400...700 mV_{ss} zur Verfügung; ein Aussteuerungs-Instrument zur Feldstärke-Anzeige kann an Platinen-Anschlußpunkt 6 (U_{abst}) angeschlossen werden.

Der Komparator IS 22 bekommt am nichtinvertierenden Eingang die Hüllkurve des Empfangssignals zugeführt, das im Sekundenrhythmus die Austastlücken enthält. Der invertierende Eingang des Komparators liegt fest auf einem Pegel, der etwa in der Mitte zwischen voller und abgesenkter Amplitude von f_e ist. Unterschreitet f_e während der Austastlücken diesen Pegel, geht der Komparator-Ausgang auf Low, und die angeschlossene Leuchtdiode signalisiert dies durch ihr Aufleuchten. Dieses vom Mikrocomputer auszuwertende Digitalsignal ist TTL-kompatibel und trägt hier die Bezeichnung DIG. Die negative Flanke von DIG kennzeichnet jeweils den Beginn einer neuen Sekunde, und aus der Dauer des Low-Zustandes (0,1 s oder 0,2 s lang) geht die binäre Wertigkeit (Low oder High) für die jeweilige Sekundenmarke hervor (vgl. auch Abschnitt „Codierte Zeitinformation"). *(Fortsetzung folgt)*

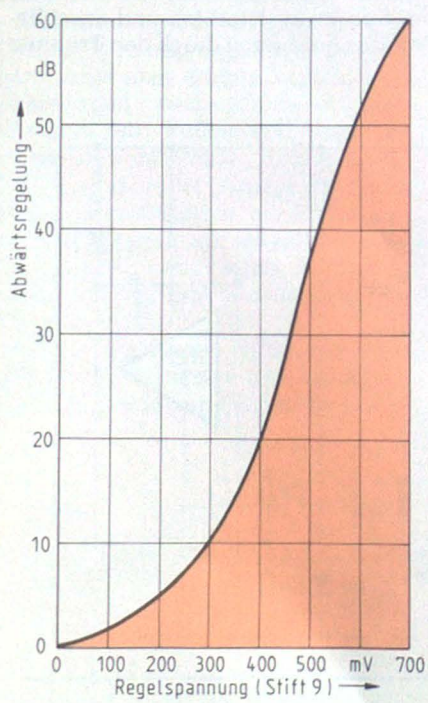


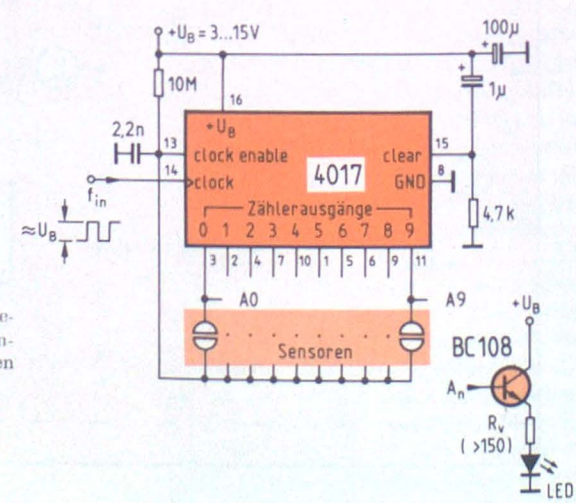
Bild 9. Regelcharakteristik des AM-Empfängerbausteins TCA 440

Schaltungskniffe

Sensor-Umschaltaggregat

Die integrierten Sensor-Umschaltbausteine der SAS-Reihe sind weithin bekannt. Ein Nachteil dieser ICs ist, daß nur vier Umschalter pro IC realisiert werden können und diese Bausteine – im Vergleich zu dem hier verwendeten – relativ teuer sind.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) ermöglicht bis zu 10 Umschalter pro IC. Verwendet wird ein 1-aus-10-Zähler in CMOS-Technik vom Typ 4017. Der Takt-Eingang wird von einer Rechteckspannung angesteuert, deren Frequenz von ca. 100 Hz bis in den 100-kHz-Bereich reichen kann. Meist wird in dem Gerät, in das der Sensor-Umschalter eingebaut werden soll, eine passende Spannung zu finden sein. (Beispiel: Soll der Umschalter FM-Stationen umschalten, kann die 19-kHz-Frequenz verwendet werden, die bei den modernen PLL-Stereodecodern direkt zur Verfügung steht.) Im Normalfall liegt der „Clock-enable"-Eingang über dem 10-MΩ-Widerstand auf „H", der Zähler steht. Wird über eine Sensorfläche einer der Zählausgänge, die

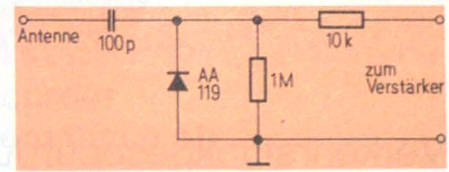


Die Sensoren dienen hier als gegenseitig auslösender Tastensatz für bis zu zehn Tasten

Diode mit unzulässigen Frequenzbereichen

Der Hobbyelektroniker kommt leicht mit der neuesten Auslegung des Fernmeldeanlagengesetzes durch die Deutsche Bundespost in Konflikt. Während sich zur Not zwar der Verkauf von sogenannten „Überwachungsempfängern" mit unzulässigen Frequenzbereichen[1]) überwachen läßt – dies geschieht in letzter Zeit häufig durch die Beschlagnahme von Kundenkarteien der Händler – so wird diese Kontrolle bei Selbstbaugeräten praktisch unmöglich oder willkürlich.

Sollten Sie versehentlich oder absichtlich an den Eingang Ihres Hi-Fi-Verstärkers einmal die im *Bild* gezeigte Schaltung klemmen, so sollten Sie sich über die fernmelderechtlichen Konsequenzen klar werden. Wohnen Sie nämlich unglücklicherweise in der Nähe eines Senders, den Sie nicht empfangen dürfen, so genügt bereits eine derart einfache Schaltung, um das Fernmeldeanlagengesetz zu übertreten.



Solange nicht-öffentliche Funkdienste ihre Sendungen unverschlüsselt ausstrahlen, wird man wohl Zweifel an der fernmelderechtlichen Zulässigkeit einer solchen Schaltung hegen müssen

Es bleibt abzuwarten, ob nicht bald auch die Kundenkarteien von Versandhändlern beschlagnahmt werden, die Bauelemente mit unlinearen Kennlinien vertreiben – wie etwa Dioden...

Fe.

[1]) Vgl. „Tonrundfunkempfänger mit unzulässigen Frequenzbereichen", FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 385, und Heft 2, Seite 97.

gerade auf „L" liegen, mit diesem Eingang verbunden, so beginnt der Zähler zu zählen, bis der betreffende Ausgang auf „H" liegt und der Zähler damit wieder stoppt.

Das RC-Glied an Pin 15 (Clear) dient zur Nullstellung beim Einschalten der Betriebsspannung, die im übrigen zwischen 3 V und 15 V betragen kann. Zur Anzeige können, wie eingezeichnet, LEDs angeschlossen werden. Die Zähler-Ausgänge können dann zu beliebigen Schaltaufgaben herangezogen werden. Sollen direkt FM-Abstimmpotis angeschlossen werden, ist es vorteilhaft, diese Ausgänge möglichst wenig zu belasten (Anzeige-LEDs über Treiber ansteuern), um den Temperaturkoeffizienten der Ausgangsspannung gering zu halten.

Thomas Lindner

Automatische Helligkeitsregelung für LED-Anzeigen

Mitunter erweist es sich als nützlich, die Leuchtstärke von Ziffernanzeigen durch die Umgebungshelligkeit regeln zu lassen. Dadurch kann der Trafo entlastet oder die Leuchtstärke von Digitaluhren oder -weckern der Schlafzimmerdunkelheit angepaßt werden. Da eine Stromsteuerung über Widerstände nicht ideal ist, wird vorteilhaft der Nulltasteingang BI/RBO der 7-Segment-Decoder SN 7447 o. ä. ausgenutzt (*Bild*).

Legt man diesen Eingang an L, so sind alle Anzeigen unabhängig von der darzustellenden Ziffer unterdrückt (dunkelgesteuert). Die gewünschte Helligkeit zwischen Maximum und Null läßt sich nun im intermittierenden Betrieb durch das Tastverhältnis $t_H : t_L$ einstellen. Bedingung ist lediglich, daß $t_H + t_L < {}^1/_{25}$ s bleibt.

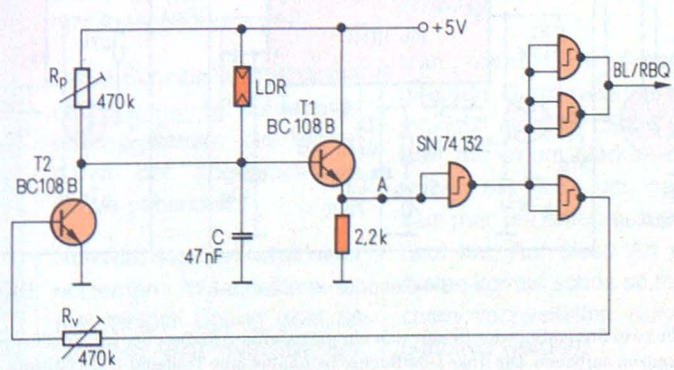
Über den Innenwiderstand des LDR wird C geladen, bis am Ausgang A der Trennstufe T1 mit ca. 1,7 V die obere Schwellspannung U_{SO} des 1. Schmitt-Triggers SN 74132 erreicht ist. T2 wird leitend und entlädt C, bis A mit ca. 0,9 V die untere Schwellenspannung U_{SU} erreicht. T2 sperrt und die Aufladung beginnt erneut. Die Spannung U_C bewegt sich also zwischen $U_{SU} + U_{BEI}$ und $U_{SO} + U_{BEI}$.

Für das vor allem interessierende Tastverhältnis sind Auf- und Entladezeit maßgebend. Beide werden (gegensinnig) durch den Innenwiderstand R_i des LDR beeinflußt. R_v dient zur Einstellung des je nach Stromverstärkung von T2 günstigsten Bereichs.

Gute LDRs weisen eine sehr große Widerstandsvariation zwischen hell und dunkel auf. Für den vorliegenden Zweck muß diese ggf. durch einen Parallelwiderstand R_P (Dunkelabgleich) eingeschränkt werden.

R_i (LDR) und C bestimmen im wesentlichen die Frequenz des Auf- und Entladevorgangs. Bei Dunkelheit ist sie am geringsten. Darauf ist insbesondere bei der Wahl von C Rücksicht zu nehmen, wenn – vor allem bei LED-Anzeigen – ein Flakkern vermieden werden soll. Der LDR wird am günstigsten an der Frontplatte neben der Anzeige mit Blickrichtung zum Betrachter montiert.

Michael Arnoldt



Die Helligkeitssteuerung erfolgt hier durch das Puls-Pause-Verhältnis, das dem Dunkelsteuer-Eingang der Siebensegment-Decoder zugeführt wird

Schaltungskniff

Verkehrsfunkdecoder für Sender- und Durchsagekennung

Bereits seit 1970 wurden zunächst versuchsweise bei UKW-Sendern die hier decodierten Kennfrequenzen ausgestrahlt. Die Senderkennung weist darauf hin, daß es sich überhaupt um einen Rundfunksender handelt, der einen Verkehrsfunkservice unterhält. Sie dient, nach grober Sendereinstellung auf der Autoradio-Skala, zur eindeutigen Abstimmung auf den ARI-Sender. Die SK-Kennung ist eine Frequenz von 57 kHz, die bei Stereosendern phasenstarr als dritte Harmonische der Pilotfrequenz mit ausgestrahlt wird. Der FM-Hub beträgt nur 3,75 kHz, so daß nach NF-Demodulation ein Pegel von –26 dB gegenüber dem Nf-Pegel auftritt.

Die Durchsagekennung wird nur während einer Verkehrsmeldung ausgestrahlt. Sie kann dazu dienen, einen gleichzeitig betriebenen Cassettenrecorder abzuschalten und mit einer Mindest-Zwangslautstärke die Verkehrsmeldung durchzuschalten. Die DK amplitudenmoduliert die o. g. SK-Frequenz mit einem tieffrequenten Ton von 125 Hz bei 30% Modulationsgrad. Die Bereichskennungen werden nicht ausgewertet, sie sind im Charakter jedoch ähnlich der DK (23 . . . 54 Hz, 60% AM).

Seit einiger Zeit sind preisgünstige integrierte PLL-Schaltungen im Handel, die speziell als Stereodecoder spezifiziert sind. Sie lassen sich jedoch vorzüglich zum Nachweis der SK- und DK-Frequenzen einsetzen, wenn auch teilweise eine gewaltsame Zweckentfremdung verschiedener Funktionen vorgenommen wird (*Bild*).

Bei Stereo- oder auch bei Monogeräten, bei denen eine problemlose Abnahme der Nf vor dem Deemphasisglied möglich ist, genügt eine geringe Vorverstärkung, um das 57-kHz-Signal (ca. 15 mV) sicher zu erkennen. Dies geschieht in der Stufe T 1. Bei der angegebenen Dimensionierung dienen interne Widerstände als Arbeitswiderstände, und es ist keine Gleichspannungsentkopplung notwendig.

C2 ist ein Koppelkondensator zwischen internen Verstärkerstufen. Als PLL-Filter genügt ein einfaches RC-Glied. Die frequenzbestimmende Oszillatorkapazität C3 sollte ein Wickelkondensator sein und läßt die Schaltung noch sicher auf 57 kHz · 4 = 228 kHz schwingen. Da der NF-Ausgang zur Gewinnung des amplitudenmodulierten DK-Signals nicht herangezogen werden kann, genügt dort ein gemeinsamer Abschluß mit R3. Am Integrationskondensator C5 steht eine Gleichspannung an, die der Amplitude des 57-kHZ-Signals proportional ist. Wird das SK-Signal nun amplitudenmoduliert, so ist dort die Modulationsfrequenz abgreifbar. Sie liegt normalerweise als Gegentaktsignal an, kann jedoch asymmetrisch abgenommen werden, wenn der andere Anschluß der Integrationskapazität wechselstrommäßig auf Masse gezogen wird. Der Schaltausgang steuert eine Lampe oder LED bis 75 mA zur SK-Anzeige.

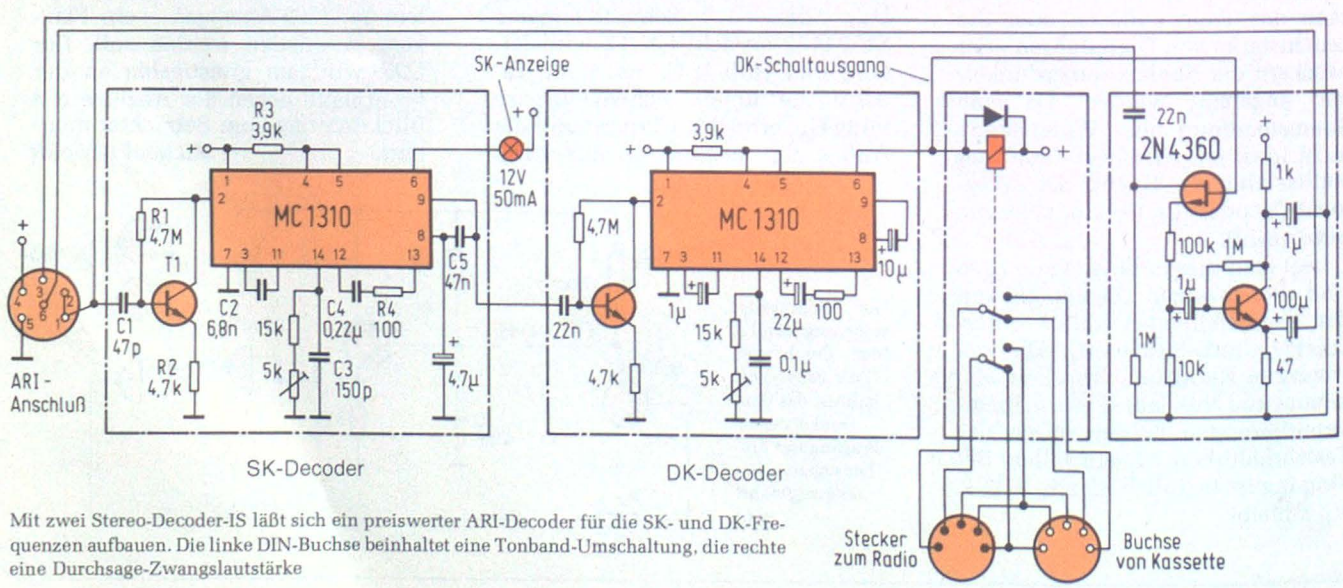
Eine exakt gleiche zweite Schaltung mit lediglich veränderten Kapazitätswerten spricht auf die 125 Hz-DK-Kennung an. Der Schaltausgang kann hier z. B. über ein Relais die NF-Einschleifung eines Cassettenrecorders zum Autoradio unterbrechen oder auch einfach Lautsprecherausgänge umschalten.

Eine Reihe Autoradio-Geräte besitzen einen Eingang für eine Zwangsdurchsage, bei denen der Fußpunkt des Lautstärkereglers nicht direkt, sondern über einen niederohmigen Widerstand an Masse liegt und herausgeführt ist. Hier kann, z. B. durchgeschaltet durch einen FET, eine Mindest-Nf-Spannung aufgeprägt werden.

Bereits fünf Exemplare dieser Schaltung wurden praktisch erprobt. Lediglich beim Einbau in Mono-Geräte ohne Zugriffsmöglichkeit vor dem Deemphasisglied mußte zum sicheren Arbeiten ein Vorverstärker vorgeschaltet werden, der auf einen 57-kHz-Schwingkreis als Arbeitswiderstand im Kollektorkreis arbeitet.

Seit über zwei Jahren arbeiten alle Decoder einwandfrei; sie erkennen einen Verkehrsfunksender bereits sicher, sobald er empfangswürdig erscheint, und weisen entgegen mancher Befürchtung trotz der einfachen Schaltung nur in extremen Ausnahmefällen Fehlschaltungen auf.

Helmut Jahn



Mit zwei Stereo-Decoder-IS läßt sich ein preiswerter ARI-Decoder für die SK- und DK-Frequenzen aufbauen. Die linke DIN-Buchse beinhaltet eine Tonband-Umschaltung, die rechte eine Durchsage-Zwangslautstärke

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

2. Teil

Nachdem wir uns angesehen haben, wie die Zeitinformationen vom Sender DCF 77 auf 77,5 kHz codiert übertragen werden, wenden wir uns nun der Logik zum Decodieren zu. Das geschieht hier mit einem Mikrocomputer.

Der Mikrocomputer – das Hirn der Uhr

Zum Mikrocomputer gehört neben dem Mikroprozessor mit der DMA-Steuerung (Platine 731) der Speicher auf der Platine 741. Es ist nicht Gegenstand dieser Baubeschreibung, auf Architektur und Wirkungsweise eines Mikrocomputers einzugehen. Diesbezüglich sei z. B. auf die entsprechende Einführungsreihe in der FUNKSCHAU [13] verwiesen, anhand derer sich auch der Anfänger einarbeiten kann.

Als Zentraleinheit fungiert der preiswerte 8-bit-Mikroprozessor SC/MP II von National Semiconductor [16]. Er arbeitet mit einer Taktfrequenz von genau 1 MHz, um die Zeitabläufe exakt in 1-µs-Schritten erfassen zu können (*Bild 10*). Der Oszillator selbst befindet sich auf dem Chip, und am Anschluß 38 des Prozessors (XOUT) steht das Taktsignal im TTL-Pegel zur Verfügung. Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung erzeugt das RC-Glied 47 µF/1 MΩ am Prozessor-Eingang NRST ein automatisches Rücksetzsignal. Wegen der großen Zeitkonstanten wird der Prozessor erst rund 10 s nach dem Einschalten aktiv; dadurch ist gewährleistet, daß sich zu diesem Zeitpunkt der Empfänger einwandfrei stabilisiert hat. Von der CPU führen die zwölf Bits des Adreßbus, die acht Bits des Datenbus und die beiden Steuersignale $\overline{R}$ ($\overline{READ}$ = Leseoperation) und $\overline{W}$ ($\overline{WRITE}$ = Schreiboperation) an die Speicherplatine. Deren Funktion soll zunächst beschrieben werden, ehe die Erläuterung des direkten Speicherzugriffs erfolgt.

Der Programmspeicher ist mit elektrisch lösch- und neuprogrammierbaren EEPROMs (*electrically erasable PROM*) bestückt, die über eine Speicherkapazität von jeweils 256 x 8 bit verfügen (*Bild 11*). In der Grundaus-

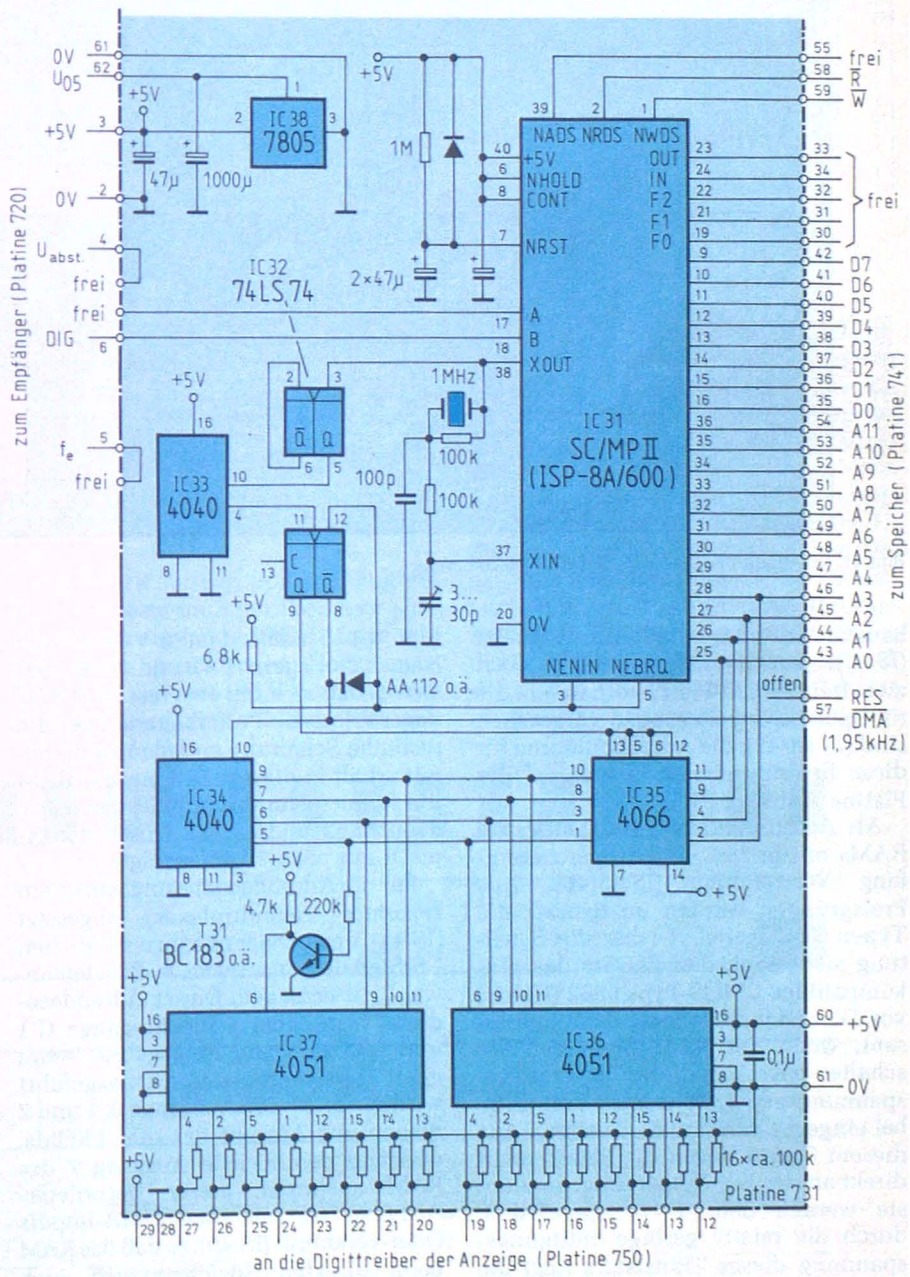


Bild 10. Schaltbild des Prozessors und der DMA-Steuerung

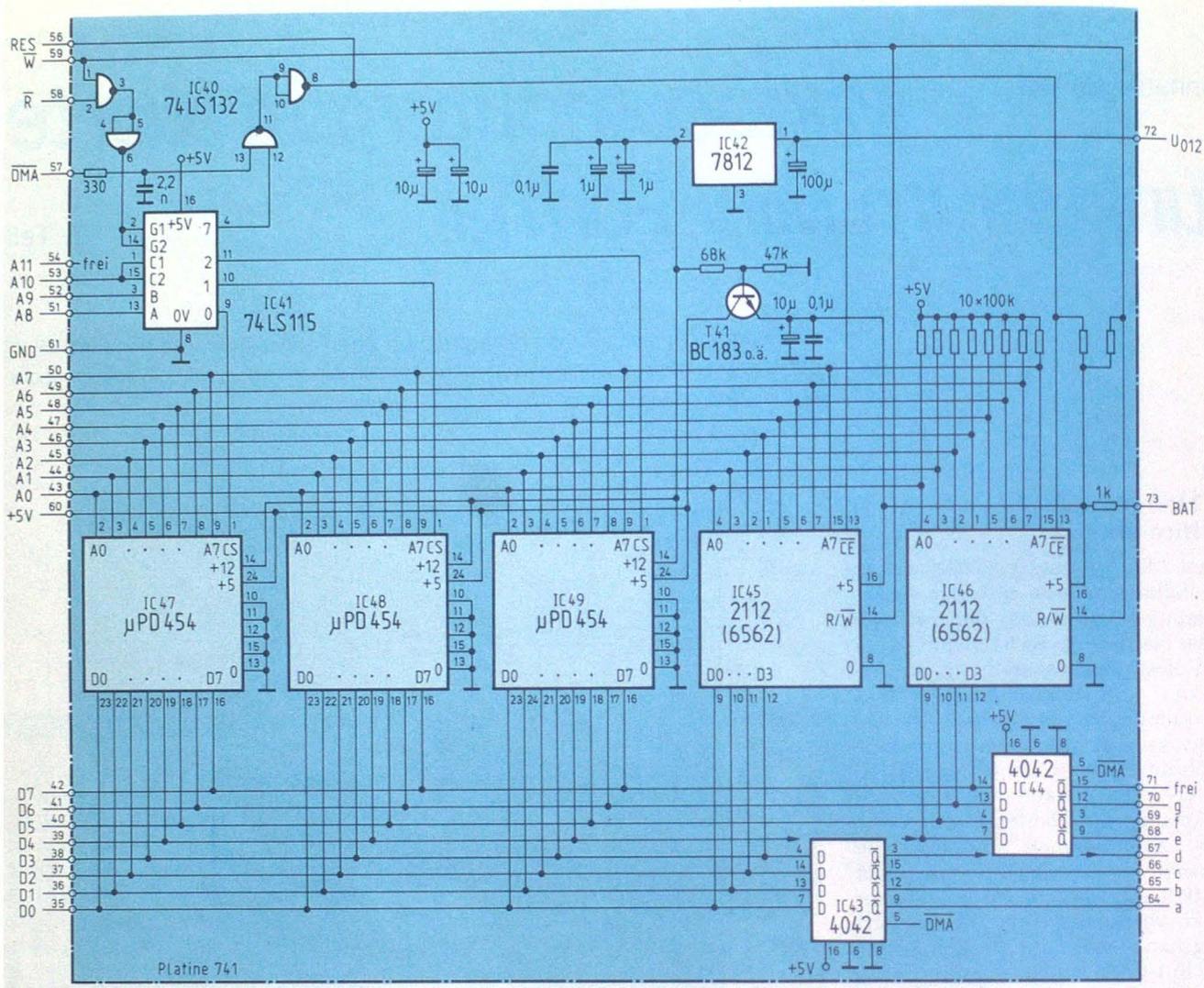


Bild 11. Schaltbild des Speichers mit Adreßdecodierung

baustufe wird nur ein PROM eingesetzt (IS 47), jedoch sind außerdem noch zwei freie PROM-Plätze vorhanden, die für Speichererweiterungen vorgesehen sind (IS 48/49); die Adreßcodierung für diese Erweiterung ist bereits auf der Platine realisiert (*Bild 12*).

Als Arbeitsspeicher finden statische RAMs mit je 256 x 4-bit-Speicherumfang Verwendung (IS 45/46). Aus Preisgründen werden im Bausatz die Typen 2112 geliefert, aber die Schaltung sieht auch den Einsatz des pinkompatiblen CMOS-Typs 6562 (Harris) vor. Dies ist insbesondere dann interessant, wenn der RAM-Inhalt bei Abschalten oder Ausfall der Versorgungsspannung gepuffert werden soll (z. B. bei eingespeicherten Weckzeiten). Aus diesem Grund liegen die RAMs nicht direkt an der 5-V-Versorgung, sondern sie werden über T 41 zugeschaltet; durch die relativ geringe Sättigungsspannung dieses Transistors liegt die RAM-Versorgungsspannung um lediglich 0,1 V unter dem 5-V-Wert. Bei Netzausfall sperrt T 41 und verhindert damit, daß sich die am Anschluß BAT angeschlossene Pufferbatterie über die restliche Schaltung entladen kann. Somit erhält in diesem Fall nur das RAM die Pufferspannung (mindestens 2,0 V beim 6562 und einem Strom, der typisch nur etwa 10 µA beträgt).

Für die Adreßdecodierung wurde ein separater Demultiplexer eingesetzt (IS 41), um die vier maximal möglichen CS-Signale (*chip select* = Bausteinanwahl) zu erzeugen. Dieser Adreßdecodierer wird über seine Eingänge G 1 und G 2 nur dann freigegeben, wenn eine Speicheroperation ausgeführt wird (*Bild 13*). Die Ausgänge 0, 1 und 2 dienen zur Anwahl der drei PROMs, während der höchste Ausgang 7 das RAM anspricht; dieser Decodierer-Ausgang ist mit dem DMA-Impuls Oder-verknüpft (IS 40), so daß das RAM beim direkten Speicherzugriff auch unmittelbar aktiviert werden kann.

Das gesamte System kommt einschließlich Empfänger mit einer einfachen Versorgungsspannung von + 5 V

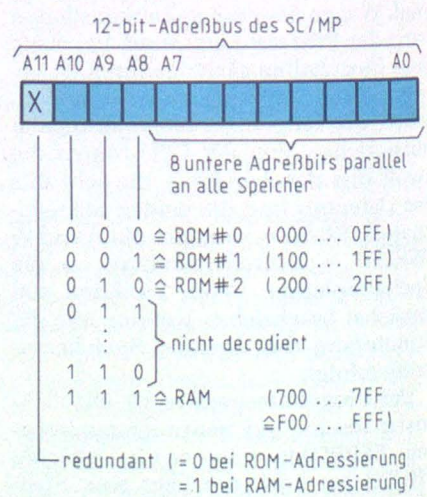


Bild 12. Prinzip der im Mikrocomputer verwendeten Adreßdecodierung

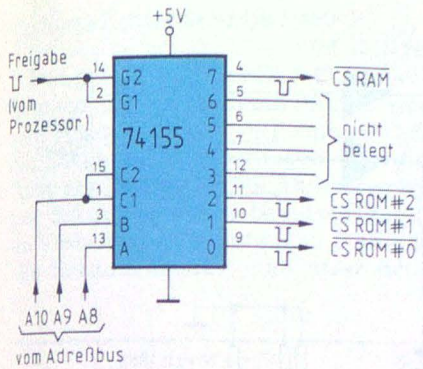


Bild 13. Arbeitsweise des IC 74155 als Adreßdecodierer (das Freigabe-Signal wird aus den CPU-Steuersignalen gewonnen)

aus; nur die verwendeten PROM-Typen benötigen eine zweite Spannungsversorgung von + 12 V. Demgegenüber besitzen diese EEPROMs als einzige des Marktes den Vorteil, sich *elektrisch* löschen und neu programmieren zu lassen. Zum Löschen des alten Speicherinhalts ist also kein Hantieren mit UV-Licht nötig, sondern es genügt das kurzzeitige Anlegen einer Gleichspannung. Ein geeignetes Lösch- und Programmiergerät läßt sich daher auch von Amateuren mit einfachen Mitteln erstellen [10]. Zur Bereitstellung der beiden Versorgungsspannungen dienen die Festspannungsregler IS 38 und IS 41, die eingangsseitig direkt vom Mikro-Netzteil gespeist werden.

Direkter Speicherzugriff

Der direkte Speicherzugriff (engl. *direct memory access* = DMA) ist eine besonders effektive Methode, auf Daten im Arbeitsspeicher zuzugreifen, ohne die Zentraleinheit nennenswert zu belasten. Sind zum Datentransport über Ein/Ausgabe-Kanäle in der Regel noch mehrere Befehle erforderlich, so genügt

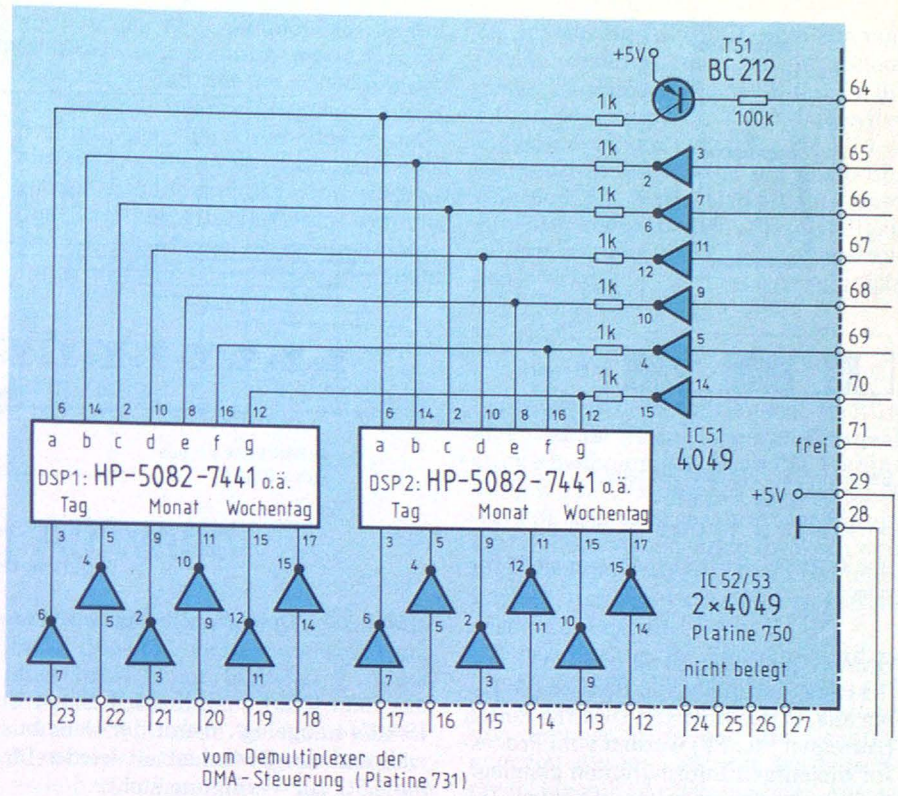


Bild 15. Schaltbild der Mini-Anzeige

im DMA-Verkehr ein Bruchteil dieser Zeit, um an die entsprechenden Daten heranzukommen. Dies wirkt sich programmtechnisch günstig aus, indem keine Ein/Ausgabe-Routinen vorzusehen sind. Hardwaremäßig entsteht allerdings ein etwas höherer Aufwand, um die DMA-Steuerung durchzuführen.

Um extern auf den Speicher zugreifen zu können, muß der Prozessor (zumindest für diese Zugriffszeit) angehalten werden, damit er den Daten- und Adreßbus für den DMA-Verkehr freigibt; dazu besitzt der Mikroprozessor SC/MP den Eingang NENIN (*enable input*), der bei H-Pegel diese Stillegung veranlaßt. An NENIN gelangt ein Rechtecksignal von 1,953 kHz; es besitzt ein symmetrisches Tastverhältnis und wird durch Teilung der 1-MHz-Taktfrequenz durch 512 (mittels IS 32/33) gewonnen. Während der H-Zeiten dieses DMA-Signals gehen Daten- und Adreßbus des SC/MP in den hochohmigen Zustand über. Pull-up-Widerstände an den Adreßeingängen des RAMs sorgen in diesem Augenblick dafür, daß die hexadezimale Adresse FF anliegt; gleichzeitig aktiviert das

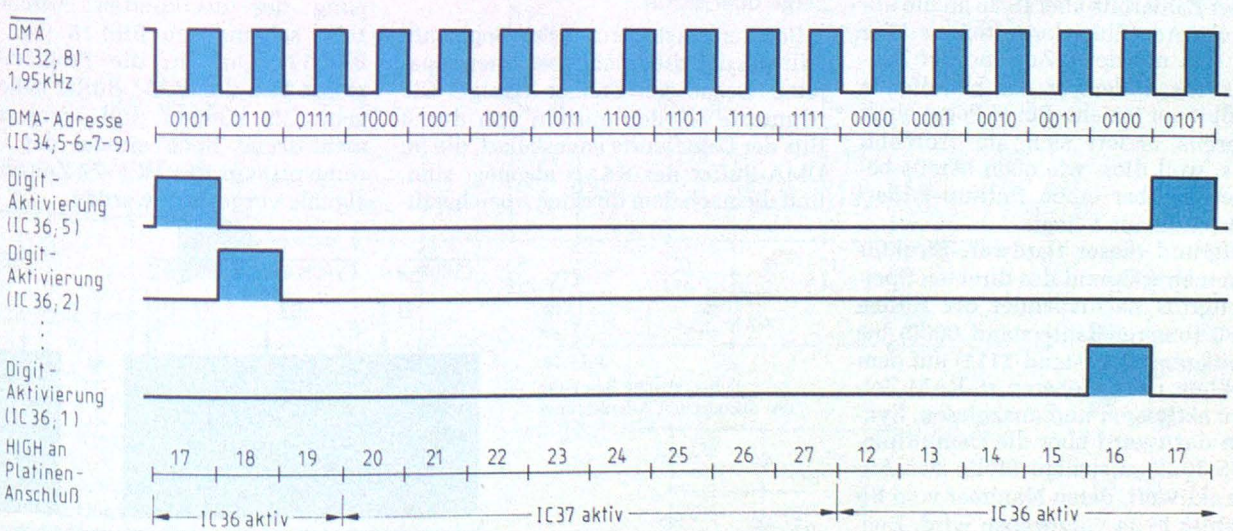


Bild 14. Prinzipielle Arbeitsweise der DMA-Steuerung

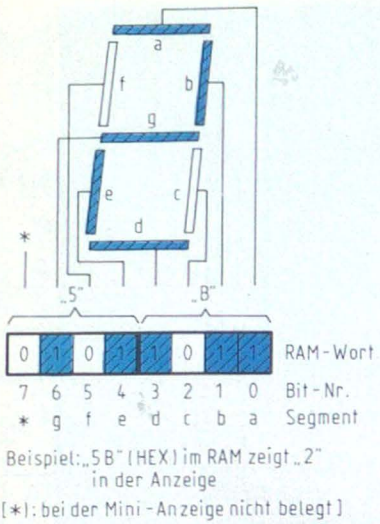


Bild 16. Hardware-Struktur der Segment-Aktivierung

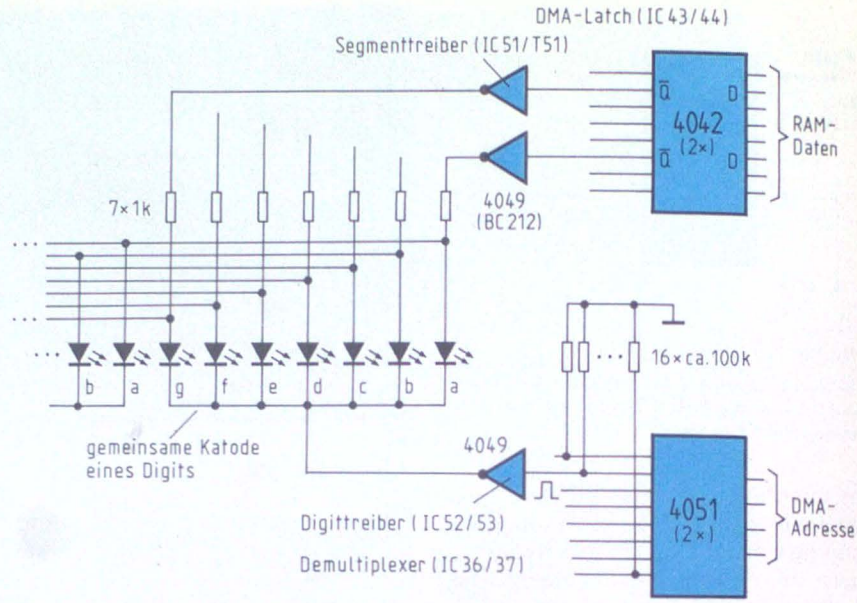


Bild 17. Prinzipschaltung der Segment-Aktivierung

$\overline{\text{DMA}}$-Signal über IS 40 das RAM und liest aus dessen oberem Bereich die Daten aus. In den obersten 16 RAM-Zellen (Adressen F0...FF) werden vom Prozessor diejenigen Informationen abgelegt, die zur Ansteuerung der Anzeige dienen. Das Auslesen dieser Daten im DMA-Verkehr geht nun folgendermaßen vor sich (*Bild 14*):

Jede negative $\overline{\text{DMA}}$-Flanke zählt den 4-bit-Binärzähler IS 34 um einen Schritt weiter, und der Zählerstand führt gleichzeitig an einen 4-bit-Schalter (IS 35) und an einen 1-aus-16-Demultiplexer, den IS 36 und IS 37 zusammen bilden. Der Transistor T 31 arbeitet lediglich als Inverter, um in Abhängigkeit vom höchstwertigen der vier DMA-Bits wechselweise IS 36 und IS 37 zu aktivieren. Entsprechend dem binären Zählerstand von IS 34 schaltet immer nur einer der 16 Ausgänge von IS 36/37 auf H; gleichzeitig gelangen die vier Zählerbits über IS 35 an die unteren vier Adreßbits des Adreßbus. Hier wirkt sich nur der L-Zustand der Zählerbits aus, indem er das betreffende Adreßbit auf 0 zieht. Bei H-Pegel eines Zählerbits ändert sich am Adreßbit nichts, weil dies, wie oben bereits beschrieben, über einen Pull-up-Widerstand schon auf 1 liegt.

Aufgrund dieser Hardware-Struktur erscheinen während des direkten Speicherzugriffs nacheinander die Adressen F0 (binärer Zählerstand 0000) bis FF (binärer Zählerstand 1111) auf dem Adreßbus, um die oberen 16-RAM-Zellen zu aktivieren und auszulesen. Synchron dazu wird über die Demultiplexer IS 36/37 diejenige Stelle der Anzeige aktiviert, deren Nummer vom Binärzähler IS 34 vorgegeben wird. Zwischen zwei DMA-Impulsen werden die aus dem RAM ausgelesenen Daten in IS 43/44 abgelegt, damit der Datenbus während der Zwischenzeit wieder für die CPU zur Verfügung steht.

Die Anzeige

Die heute verfügbaren LED-Taschenrechner-Anzeigen besitzen eine so hohe Effektivität, daß die Treiberleistung direkt von CMOS-IS bereitsgestellt werden kann. Sowohl als Digit- wie auch als Segment-Treiber fungieren die Typen 4049 (IS 51...53), die maximal einen Strom von 20 mA aufnehmen können (*Bild 15*). Bei einer Multiplex-Wiederholrate von 1 : 16 stehen damit im Mittel weniger als 200 µA pro Segment zur Verfügung, was dennoch eine brauchbare Ablesehelligkeit ergibt, sofern nicht direktes Fremdlicht die Anzeige überstrahlt.

Bei der Ansteuerung der Segmente fällt auf, daß dies nicht über einen separaten Decodierer/Treiber erfolgt. Die Segmente werden einzeln von den 8 Bits der Datenworte angesteuert, die im DMA-Buffer des RAMs abgelegt sind, und die nach dem direkten Speicherzugriff in IS 43/44 zwischengespeichert werden. Eine 1 in einem Bit des RAM-Wortes führt dabei zur Aktivierung des zugehörigen Segments, wie es in *Bild 16* schematisch dargestellt ist. Der H-Pegel wird über den $\overline{\text{Q}}$-Ausgang von IS 43/44 und die Inverter IS 51/T 51 zweimal invertiert und treibt über die 1-kΩ-Strombegrenzungswiderstände das betreffende Segment. Die Anzeige-Digits werden vom H-Zustand der Demultiplexer-Ausgänge IS 36/37 angesteuert, und zwar jeweils nur eins zur Zeit mit einer Einschaltdauer von rund 6 % (*Bild 17*).

Software

Wie bereits erwähnt, ist die Gerätekonzeption so ausgelegt worden, daß ausreichender Freiraum für Programmerweiterungen vorhanden ist. Die Belegung des decodierten Adreßraums zeigt schematisch *Bild 18* (vgl. auch Bild 12). Um auf die Programmsegmente und den RAM-Buffer näher eingehen zu können, soll zuvor zusammenfassend noch einmal das Codierungsprinzip des DCF-77-Zeitzeichensignals vorgestellt werden.

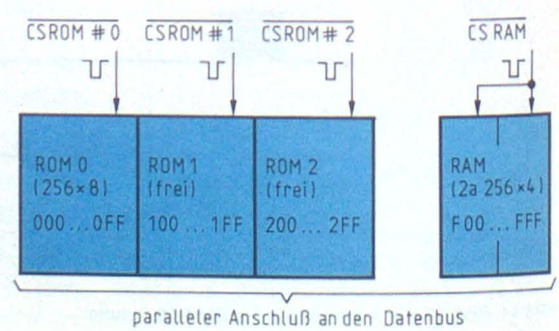


Bild 18.
Schematische Belegung
des decodierten Adreßraumes

Codierte Zeitinformation

Dadurch, daß bei der DCF-77-Trägerfrequenz im Sekundenrhythmus Absenkungen auftreten, wird automatisch ein Sekundentakt übertragen, den die Auswerteschaltung zum Aktivieren eines Sekundenzählers benutzen kann. Im Verlauf jeder Minute fehlt eine solche Sekundenmarke, und zwar definiert bei der 59. Sekunde. Dies ist für die Auswerteschaltung das Kennzeichen dafür, daß mit der nächstfolgenden Sekundenmarke eine neue Minute beginnt. Ausgehend von diesem definierten Startzeitpunkt kann jeder folgenden Sekundenmarke eine eindeutige Zuordnung zugewiesen werden, um aus der binären Aufeinanderfolge von L- und H-Zuständen die komplette Zeitinformation decodieren zu können. Die Information, ob eine Sekundenmarke in dieser Folge als 0- oder 1-Bit zu werten ist, geht aus der Dauer der Trägerabsenkung hervor: Bei 0,1-s-Marken handelt es sich um ein L-Bit, während die Marken von 0,2-s-Dauer ein H-Bit kennzeichnen. Die jeweiligen Ziffern werden im BCD-Code übertragen. *(Fortsetzung folgt)*

Schaltungskniff

Equalizer mit wenig Aufwand

Normalerweise werden Equalizer mit aktiven Filtern kleiner Bandbreite realisiert, die ausgangsseitig durch einen Summierverstärker zusammengefaßt werden. Dies bedingt ein relativen hohen Aufwand an engtolerierten Bauelementen zur Festlegung der Filtergüte.

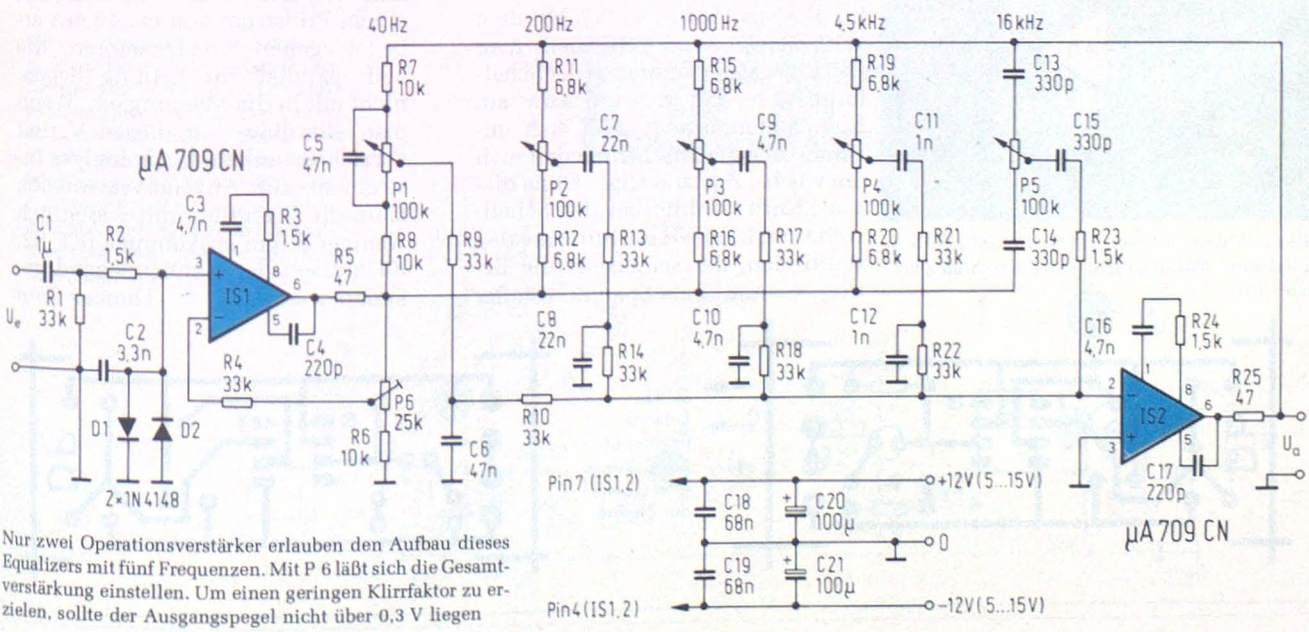
Die hier vorgestellte Schaltung (*Bild*) kombiniert einen gewöhnlichen aktiven Klangregler mit drei Einstellern zur selektiven Klangbeeinflussung. Die Dimensionierung der Einsteller für Höhen und Tiefen wurde so vorgenommen, daß die Einsatzfrequenzen bei 12 kHz bzw. 60 Hz liegen. Diese Regler haben somit für den Bereich von 200 Hz bis 5 kHz einen vernachlässigbaren Einfluß. Damit der Stellbereich für Höhen und Tiefen noch ausreicht, sind diese Regler für eine Steilheit von 12 dB/Oktave dimensioniert. Damit die Schaltung bei hohen Frequenzen trotzdem stabil bleibt, begrenzt R 23 den Frequenzbereich auf 25 kHz.

Um den Reglern in einem aktiven Klangregler selektive Eigenschaften zu verleihen, müssen Hoch- und Tiefpaß durch Bandpässe ersetzt werden. Normalerweise sind jedoch passive Bandpässe sehr empfindlich, wenn die Eingangs- und Ausgangsbelastungen nicht eingehalten werden. Die hier eingesetzten Wien-Glieder verlangen: Quellwiderstand Null und Abschlußwiderstand unendlich. Die erste Forderung wird dadurch erfüllt, daß der Einsteller voll in die Gegenkopplung einbezogen ist und der scheinbare Quellwiderstand am Schleifer des Einstellers dadurch sehr klein wird. Die zweite Forderung wird durch das Auskoppeln des Signals am Fußpunkt des Filters erfüllt. Eigentlich müßten die Widerstände R 14, R 18 und R 22 an Masse liegen, das Signal müßte hochohmig z. B. an der Verbindung R 13, R 14 und C 8 ausgekoppelt werden. Stattdessen wird der Strom durch diese Widerstände direkt in den invertierenden Eingang von IS 2 eingekoppelt, der einen scheinbaren Masseanschluß darstellt.

Durch diese guten Filterabschlußbedingungen ist der Frequenzgang der Equalizerkennlinien trotz Verwendung nur passiver Filter gut. Die Kennfrequenzen stimmen gut mit den berechneten überein. Anhebung oder Absenkung betragen je ±15 dB bei 40, 200, 1000, 4500 und 16 000 Hz. An die Genauigkeit der Bauelemente werden nur geringe Anforderungen gestellt (±10%). Große Toleranzen verschlechtern nur die Filterkennlinien, haben aber keinerlei Einfluß auf die Stabilität der Schaltung.

Der vorgeschaltete Impedanzwandler ist zur Ansteuerung des eigentlichen Equalizers mit niedrigem Innenwiderstand erforderlich. Er kann jedoch entfallen, wenn eine genügend niederohmige Quelle zur Verfügung steht.

Dipl.-Ing. Volker Leipold



Nur zwei Operationsverstärker erlauben den Aufbau dieses Equalizers mit fünf Frequenzen. Mit P 6 läßt sich die Gesamtverstärkung einstellen. Um einen geringen Klirrfaktor zu erzielen, sollte der Ausgangspegel nicht über 0,3 V liegen

Schaltungskniffe

Tastenentprellung – ganz einfach

Die hier wiedergegebene Schaltungsidee ist aus der Notwendigkeit entstanden, in einer Logikschaltung ohne besonderen Aufwand einen prellfreien Tasten-Umschalter für ein Flipflop zu realisieren.

Dieses Problem ließe sich z. B. mit einem aus zwei NAND-Gattern aufgebauten RS-Flipflop und einem Tasten-Umschaltkontakt lösen; doch hätte dies eine zusätzliche IS bedeutet. Da andererseits aber noch ein „halbes" 7473 frei war, wurde eine andere Möglichkeit gewählt.

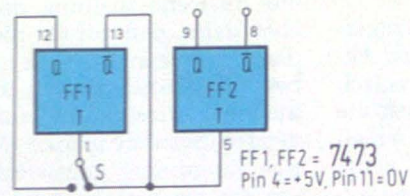


Bild 1. Prellfreier Umschalter mit einem Master-Slave-Flipflop (FF 1), um FF 2 definiert zu takten

Dazu muß erst einmal nach einer Möglichkeit gesucht werden, aus einem Master-Slave-Flipflop ein für diesen Zweck geeignetes RS-Flipflop zu machen. Die Lösung (*Bild 1*) ist verblüffend einfach. In unserem Beispiel dient FF1 als prellfreier Schalter, um FF2 zu takten.

Soll FF2 außerdem auch von einem anderen Logiksignal angesteuert werden können oder will man mit einem Logikpegel die Bedienungsmöglichkeit unterbrechen, so

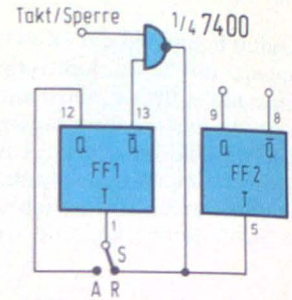


Bild 2. Soll FF2 auch von einem Logikpegel angesteuert werden können, so ist noch ein NAND-Gatter einzufügen. Der Umschalter muß dann seine Ruhestellung in R haben

braucht nur zwischen FF1 und FF2 ein NAND-Gatter eingefügt zu werden. Die Ruhestellung des Umschalters ist so zu wählen, daß der am NAND-Gatter liegende Ausgang von FF1 normalerweise auf log. 1 liegt, um FF2 auch über den freien NAND-Eingang takten zu können.

H.-J. Andree

Leitungsprüfer mit Komparatoreffekt

Der hier gezeigte Leitungsprüfer eignet sich hervorragend für Verdrahtungs- und Leiterbahnprüfungen aller Art. Er besteht aus einem Komparator, der seine Referenzspannung von einer Z-Diode bezieht. Dieser schaltet je nach Wert von R_x und der Stellung des Trimmers P die LED D2 durch. Die Z-Diode D3 wurde zur LED in Reihe geschaltet, da der als Komparator geschaltete 741 bei Zustand Low am Ausgang nicht ganz auf Null schaltet (Restspannung ca. 2V). Mit dem Widerstand R2 kompensiert man den Eigenstromverbrauch der Schaltung, d. h.: bei Zustand Low am Komparatorausgang stellt sich ungefähr der gleiche Stromverbrauch ein wie bei Zustand High. Ohne diesen „Kniff" würde bei der Schaltwelle von L nach H ein Stromanstieg stattfinden, der seinerseits die Betriebsspannung am Spannungsteiler P sinken lassen würde. Folge: Der Komparator hätte keinen Triggereffekt mehr.

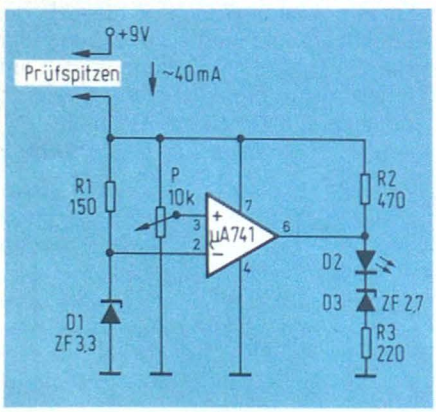
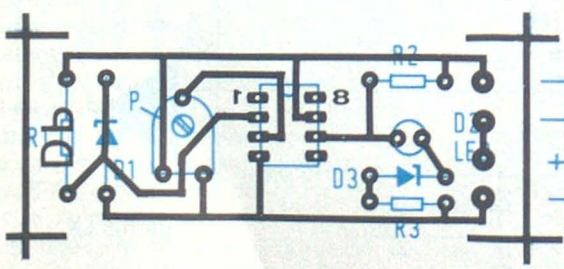


Bild 1. Widerstände von 1 Ω bis 250 Ω lassen sich mit dieser Schaltung von einem Kurzschluß unterscheiden

Mit dieser Schaltungsausführung kann die Schaltwelle so eingestellt werden, daß man Widerstände von 1...250 Ω von einem Kurzschluß unterscheiden kann. Die entsprechende Eichung ist am Trimmer P vorzunehmen (*Bild 1*). Die kleine Platine (*Bild 2*) kann mit ihrer Bestückung leicht als Prüfspitze ausgeführt werden. Da die Schaltung mit einem Prüfstrom von ca. 40 mA arbeitet, gehen Kondensatoren, die evtl. parallel zur Leitung liegen, nicht mit in die Messung ein. Wenn man allerdings auf diesen Vorteil verzichtet und ein hochohmiges Instrument zur Anzeige verwendet, kann die Schaltung mit wesentlich weniger Strom auskommen (R1, R2, R3 müssen dann entsprechend geändert werden).

Thomas Sinn



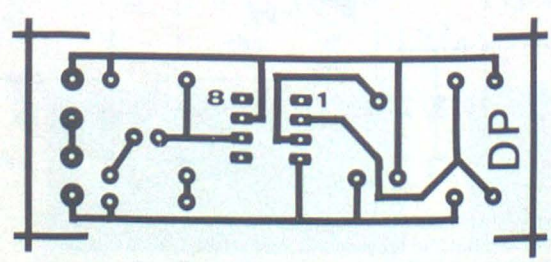


Bild 2. Lötseite (rechts) und Bestückungsplan (links) der Platine

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

3. Teil

Um Schwierigkeiten beim Aufbau und der Inbetriebnahme weitgehend zu vermeiden, gibt der Autor in diesem dritten Teil Hinweise für den Nachbau der Funkuhr.

Wie aus der *Tabelle 1* hervorgeht, sind die Sekundenmarken 0...20 ohne Informationsgehalt für die Zeitinformation. Während der Sekunden 28, 35 und 58 wird ein Prüfbit übertragen, das die vorhergehende Information auf gerade Parität ergänzt (gerade Anzahl von High-Zuständen). Dies geschieht zur Sicherung der Information, um mögliche Übertragungsfehler zu erkennen. In der Grundbestückung der Mini-Funkuhr werden diese Prüfbits nicht ausgewertet.

Auswerteprinzip

Entsprechend den geschilderten Zusammenhängen setzt sich die Aufgabenstellung für den Mikrocomputer aus prinzipiell drei Teilen zusammen:

1. Erkennen der negativen Flanke von DIG (Beginn einer Sekundenmarke)
2. Auswerten der Sekundenmarken (0- oder 1-Bit) und Weiterverarbeitung der eingelesenen Bits
3. Erkennen des Synchronisationszeitpunktes bei der Sekunde Null (Minutensprung nach Ausbleiben der 59. Sekundenmarke)

Anders ausgedrückt kann man die Aufgabenstellung auch so formulieren, daß der Mikrocomputer immer „nur" diejenigen Segmente der Anzeige zu aktivieren braucht, aus denen wir die richtige Zeit ablesen können. Die Aktivierung der Segmente erfolgt durch Laden von 1-Zuständen in denjenigen RAM-Bereich, dessen Inhalt im direkten Speicherzugriff ausgelesen wird, um die Anzeige unmittelbar anzusteuern (vgl. auch Abschnitt „Direkter Speicherzugriff"). Und das Laden des DMA-Buffers ist Aufgabe des unter 2. gekennzeichneten Programmblocks „Auswertung und Weiterverarbeitung".

Die beim Einlesen gesammelte Information gelangt, bereits nach BCD-Digits sortiert, in einen eigenen RAM-Bereich, den sogenannten Empfangs-Buffer EMPBF (*Tabelle 2*). Da wegen der gewählten Hardware-Struktur (fehlender Decodierer, vgl. Abschnitt „Anzeige") die BCD-Information nicht direkt zur Ansteuerung der Anzeige verwendet werden kann, muß zuvor eine Umsetzung vom BCD- in den Siebensegmentcode erfolgen (*Tabelle 3*). Diese Information steht dann in demjenigen RAM-Bereich, der beim direkten Speicherzugriff ausgelesen wird (DMA-Buffer DMABF). Obwohl die DMA-Steuerung wegen des 4-bit-Adreßzählers insgesamt 16 RAM-Zellen anspricht und ausliest, erscheinen nur die Inhalte der ersten 12 Zellen in der Anzeige. Die restlichen vier DMA-Worte werden zwar ausgelesen, was aber ohne jede Wirkung bleibt, weil die Informationen nirgendwo weiterverarbeitet werden. Daher können diese Speicherstellen ohne weiteres zum Ablegen anderweitig benötigter Daten dienen.

Zur Verwaltung der beiden Buffer wird je ein Adreßzeiger (*buffer pointer*) eingesetzt (BUFPT für den Empfangsbuffer und DMAPT für den DMA-Buffer; Ablage: Adresse FDE bzw. FDF). Diese Pointer geben an, auf welche Speicherstelle innerhalb des Buffers zugegriffen werden soll, wenn das Programm beispielsweise ein BCD-Digit zusammengesetzt hat und dies ablegen soll.

Eine weitere Speicherzelle arbeitet als Sekundenzähler SEKZ, der mit jeder negativen Flanke von DIG um Eins weitergezählt und beim Minutensprung gelöscht wird. SEKZ hält damit immer die Nummer der aktuellen Sekunde, und gemäß dem in Tabelle 1 dargestellten Zusammenhang „weiß" das Programm damit, wie es das gerade eingelesenen Bit weiterverarbeiten soll.

Die RAM-Zelle SR (Adresse FDC) arbeitet als Schieberegister, das die seriell eingehende Information aufnimmt und diese parallel in BCD-Digits umsetzt. Nach Komplettierung der einzelnen Digits wird der SR-Inhalt als BCD-Ziffer im Empfangsbuffer abgelegt, wobei der Buffer-Pointer die zugehörige Speicherstelle im Buffer angibt.

Eine weitere Zelle im RAM arbeitet als Zähler, und zwar zur Erkennung der fehlenden 59. Sekundenmarke; hierfür wird die Speicherstelle FDD als Fensterzähler FENZ eingesetzt, der mit jedem neuen Sekundenimpuls auf Null gesetzt wird. Dazwischen zählt das Programm die Speicherstelle FENZ kontinuierlich hoch und erkennt am Zählerstand, ob das Nullsetzen zwischendurch erfolgt oder einmal ausgeblieben ist. In diesem Fall muß der fehlende 59. Sekundenimpuls ergänzt werden, und mit der nächsten Sekundenmarke beginnt dann eine neue Minute (Nullsetzen von SEKZ).

Programmstruktur

Es würde den Rahmen dieser Baubeschreibung sprengen, das gesamte und mit Kommentar versehene Programm hier abzudrucken. Stattdessen sind in *Tabelle 4* die einzelnen Programmteile und ihre Aufgaben zusammengestellt. Weitergehende Programmdetails sind in [10] zu finden, und bezüglich eigener Programmerweiterung sei auf [16] und [17] verwiesen; dort sind sämtliche für die Programmierung erforderlichen Einzelheiten übersichtlich zusammengefaßt. Es soll hier allerdings auf keinen Fall der Eindruck erweckt werden, als ließen sich mit dieser Lektüre Programmerweiterungen quasi mit der linken Hand erledigen. Ganz im Gegenteil:

Die Erstellung und das Austesten eines Programms ist eine sehr zeitintensive Arbeit, die auch vom Fachmann einen hohen Aufwand erfordert. Es ist aus diesem Grunde müßig darauf hinzuweisen, daß weder Redaktion noch Autor zeitlich dazu in der Lage sind, speziellen Wünschen hinsichtlich etwaiger Modifikationen des existierenden Programms nachzukommen.

Tabelle 1: Zuordnung der einzelnen Sekundenbits zur Datums- und Zeitinformation

Sek.-Nr.	Wert	Information	Beispiel	
21	1		0	
22	2	Einer	1	2
23	4		0	
24	8		0	
		Minuten		
25	1		1	
26	2	Zehner	0	5
27	4		1	
28	–	Prüfbit P1	1	–
29	1		1	
30	2		1	
31	4	Einer	0	3
32	8		0	
		Stunden		
33	1	Zehner	0	2
34	2		1	
35	–	Prüfbit P2	1	–
36	1		0	
37	2		0	
38	4	Einer	0	0
39	8		0	
		Kalendertag		
40	1	Zehner	1	1
41	2		0	
42	1		1	
43	2	Wochentag	0	1
44	4		0	
45	1		1	
46	2		1	
47	4	Einer	1	7
48	8		0	
		Kalendermonat		
49	1	Zehner	0	0
50	1		0	
51	2		0	
52	4	Einer	0	8
53	8		1	
		Kalenderjahr		
54	1		1	
55	2	Zehner	1	7
56	4		1	
57	8		0	
58	–	Prüfbit P3	1	–

Beispiel: Montag, 10. 07. 78, 23.52 Uhr

Hinweise für den Nachbau

Auch eine ausgeklügelte Baubeschreibung soll in keiner Phase darüber hinwegtäuschen, daß es sich bei dem hier vorgestellten Gerät um eine hochkomplexe Schaltung handelt, die den Rahmen von Hau-Ruck-Bausätzen für den Anfänger weit übersteigt. Es sollte sich deshalb nur der an den Nachbau wagen, der über einige praktische Erfahrungen im Umgang mit der Elektronik verfügt. Es ist selbstverständlich, daß die Lötstellen nur im 2,54-mm-Raster auseinanderliegen und auch Leiterbahnen zwischen den IS-Beinchen hindurchlaufen. Wer da mit dem Dachdecker-Lötkolben zu Werke geht (die traurige Erfahrung zeigt, daß es so etwas gibt!), kann die Platinen auch gleich wegschmeißen. Bereits feinste Lötbrücken zwischen zwei Leiterbahnen führen zum Ausfall der Schaltung und wegen der ineinander verschachtelten Zeitabläufe beim Mikrocomputer ist die Fehlersuche ohne Laborhilfsmittel ziemlich aussichtslos.

Andererseits soll hier auch nicht der Eindruck entstehen, als stündem einem Nachbau unüberwindliche Schwierigkeiten entgegen. Im Gegenteil: Wer alles richtig zusammenlötet und dabei

Tabelle 2: Belegung des RAMs (RAM-Map)

Adr.	Belegung	
FFF		
FFE		nich
FFD		beleg
FFC		
FFB	Kalendertag (Zehner)	
FFA	Kalendertag (Einer)	
FF9	Monat (Zehner)	
FF8	Monat (Einer)	
FF7	Wochentag	DMA-
FF6	Blank	Buffe
FF5	Stunden (Zehner)	DMABF
FF4	Stunden (Einer)	
FF3	Minuten (Zehner)	
FF2	Minuten (Einer)	
FF1	Sekunden (Zehner)	
FF0	Sekunden (Einer)	
FEF	Empfangsschieberegister SR	
FEE		nicht
:		beleg
:		
:		
FE0		
FDF	DMA-Pointer DMAPT	
FDE	Buffer-Pointer BUFPT	
FDD	Fensterzähler FENZ	
FDC	Sekundenzähler SEKZ	
FDB	Kalendertag (Zehner)	
FDA	Kalendertag (Einer)	
FD9	Monat (Zehner)	
FD8	Monat (Einer)	Empfangs-
FD7	Wochentag	Buffer
FD6	Leerstelle	EMPBF
FD5	Stunden (Zehner)	
FD4	Stunden (Einer)	
FD3	Minuten (Zehner)	
FD2	Minuten (Einer)	
FD1		nicht
FD0		beleg

keine IS „zerschießt" wird sein Gerät auf Anhieb funktionieren sehen. Natürlich geben wir im Anschluß an diese Bauanleitung noch detaillierte Hinweise für die Inbetriebnahme und Fehlersuche. Und in aussichtslosen Fällen ist die Hamburger Vertriebszentrale für die FUNKSCHAU-Mini-Bausätze bereit, Hilfestellung zu geben. Dies geschieht dann selbstverständlich gegen Berechnung, aber bei erhöhtem Reparaturaufwand ergeht zunächst ein Kostenvoranschlag.

Vor dem Zusammenbau sei noch einmal darauf hingewiesen, daß man die verwendeten IS bereits durch die statische Aufladung des menschlichen Körpers zerstören kann. Wenn Sie IS-Beinchen anfassen, sollten Sie deshalb zuvor jede Aufladung ableiten, indem Sie Nullpotential anfassen (Schutzleiter der Schukodose, aber bitte auch nur den!). Bedenken Sie, daß einem hier ein Mehraufwand an Vorsicht stunden- und tagelanges Fehlersuchen ersparen kann; denn mit dem „Zappelmax" oder Logikprüfstift kommt man bei der Fehlersuche am Mikrocomputer nicht mehr weiter!

Sämtliche Bestückungspläne sind mit Draufsicht auf die Bauteilseite gezeichnet; mit Ausnahme der Platine 710 (aktive Antenne) ist das diejenige Leiterplattenseite, auf der die Typennummer steht.

Empfänger

Vor der eigentlichen Bestückung muß zunächst die einzige Spule gewikkelt werden (L 1), die die Induktivität des Eingangskreises bildet. Diese Arbeit ist völlig unproblematisch und außerdem unkritisch; auf ein Papp- oder Papierröhrchen, das sich auf dem Ferritstab verschieben läßt, werden ungefähr 300 Windungen Kupferlackdraht (ca. 0,2 mm Durchmesser) aufgebracht. Noch besser eignet sich – falls vorhanden – ein überzähliger Spulenkörper, der diese Wicklung aufnehmen kann. Die losen Drahtenden werden etwa 75 mm lang verdrillt und an den Enden verzinnt, und schon ist die Arbeit des Spulenwickelns abgeschlossen.

Nach dem Bestücken der aktiven Antenne (Platine 710; *Bild 19*) wird die Antennenspule mit den durch 10 und 11 gekennzeichneten Lötpunkten verbunden (*Bild 20*). In dieser Form findet die gesamte Antennenanordnung Platz in einem Rohr von ca. 18 mm Innendurchmesser (*Bild 21*). Im Augenblick soll diese Montage noch nicht erfolgen, weil erst noch der Abgleich vorgenommen werden muß.

Beim Einsetzen der Bauteile in den Empfangsteil (Platine 720; *Bild 22*) ist auf richtige Polung und richten Einsatz der Transistoren zu achten. Die Quarzanschlüsse dürfen auf keinen Fall umgebogen werden, sondern es sind Drahtverbindungen zwischen Leiterplatte und den Quarzbeinen herzustellen. Außerdem muß der Haltebügel für den Quarz eingesetzt und mit dem Quarzgehäuse selbst verlötet werden. Insgesamt ist eine Bauhöhe von 10 mm einzuhalten, wenn die Gesamtschaltung im Mini-Gehäuse Platz finden soll (*Bild 23*).

Die Anschlüsse 1 und 7 an den Platinen 710 und 720 sind nun über ein Koaxialkabel miteinander zu verbinden,

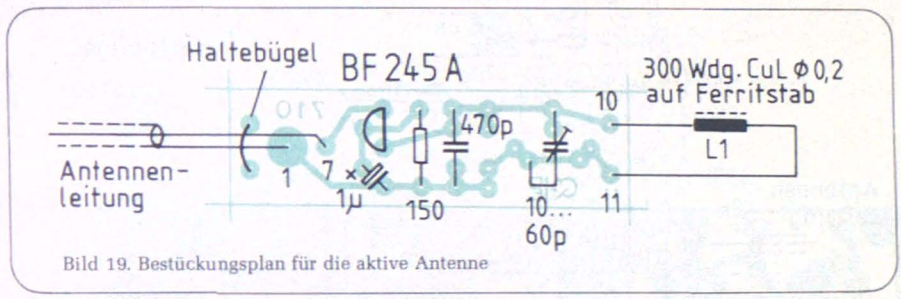


Bild 19. Bestückungsplan für die aktive Antenne

Tabelle 3: Umsetztabelle „SYMBL" in den Siebensegment-Code (vgl. Bild 16)

0F5	3F	Null
0F6	06	Eins
0F7	5B	Zwei
0F8	4F	Drei
0F9	66	Vier
0FA	6D	Fünf
0FB	7D	Sechs
0FC	07	Sieben
0FD	7F	Acht
0FE	6F	Neun
0FF	00	Blank

Tabelle 4: Programmteile der Software-Grundversion

000...01B	INIT Initialisierung: Pointer setzen, SEKZ löschen, BUFPT löschen, Blank in Wochentag-Leerstelle (FF6)
01C...029	NBFLK negative Flanke an Eingang B abwarten
02A...02D	ANZEI Aufbereitung der Information für die Anzeige; ruft SUB SEKAZ auf
02E...03B	EINLS liest Information ein und verarbeitet sie gemäß der Sekunden-Nummer (FDC) weiter
03C...05F	ZALSK zählt die Sekunden einschließlich Übertrag weiter
060...06A	WOTAG erniedrigt BUFPT um 5
06B...075	KALTG erhöht BUFPT um 4
076...079	STPZL hält Sekundenzähler bis zum Minutensprung an
07A...08C	EINSR Formatiert SR und schreibt es in den DMABF ein
08D...0A9	FENST erkennt fehlende Sekundenmarke 59 und fügt Zählimpulse ein
0AA...0B1	SEK59 ruft SUB SEKAZ auf und springt zum Anfang
0B2...0D8	BUFAZ überschreibt EMPBF nach DMABF
0B7...0D8	SEKAZ überschreibt die Sekunden-Information in den DMABF
0D9...0F4	SPTAB Sprungtabelle für EINLS
0F5...0FF	SYMBL Symboltabelle für Siebensegmentanzeige

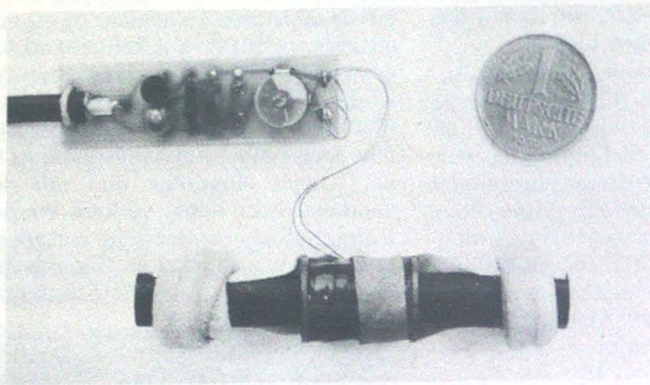
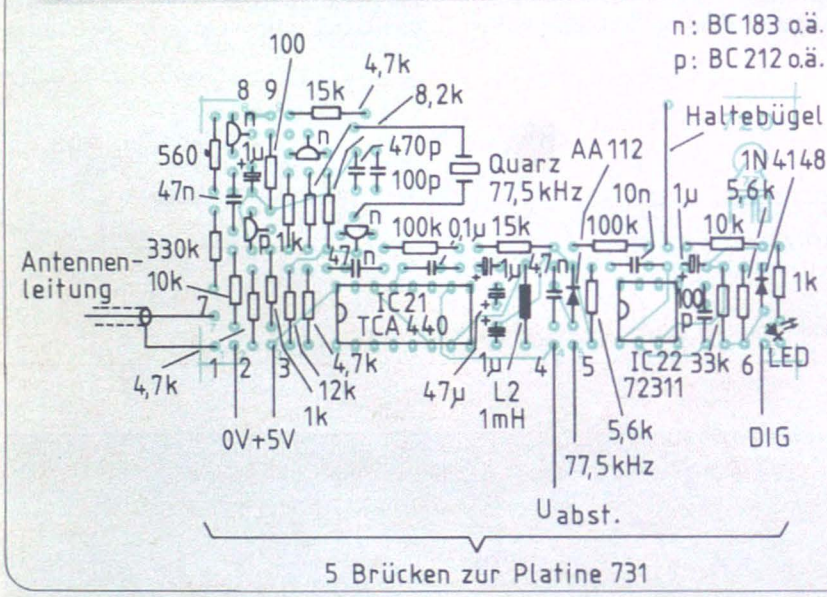


Bild 20.
Anordnung der Platine 710 mit dem Ferritstab als Peilantenne

Bild 21. Die aktive Antenne läßt sich vollständig in einem Plastikrohr unterbringen, um gegebenenfalls auch draußen untergebracht zu werden



◄ Bild 22.
Bestückungsplan für den Empfänger

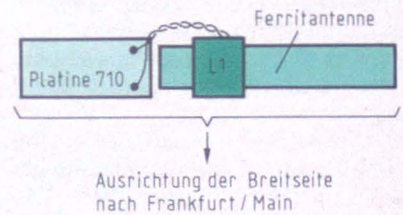


Bild 24. Zur richtigen Ausrichtung muß die Breitseite des Ferritstabes in Richtung Frankfurt/Main zeigen

und an den Punkten 2 und 3 soll die Versorgungsspannung von +5 V eingespeist werden (Plus an 3). Zum Abgleich des Eingangskreises ist ein Oszillograf sehr hilfreich, doch nicht unbedingt erforderlich; in diesem Fall muß man (mit etwas Geduld) die Leuchtdiode am Komparator-Ausgang beobachten.

Den Oszillografen schließt man an der Demodulatorspule L 2 an. In jedem Fall ist bereits jetzt, ohne erfolgten Abgleich, ein 77,5-kHz-Sinussignal zu sehen, was von dem das Quarzfilter passierenden Rauschen herrührt. Der Ferritstab muß nun mit seiner Breitseite in Richtung des Senders (Frankfurt am Main) gebracht werden, und er muß dabei mindestens 30...50 cm vom Empfänger entfernt liegen, um Rückkopplungen zu vermeiden (*Bild 24*).

Durch Verschieben der Antennenspule ist nun das 77,5-kHz-Empfangssignal einzustellen, was sofort an den charakteristischen Trägerabsenkungen im Sekundentakt erkennbar ist. Durch iterativen Abgleich von Antennenspule L 1 und Schwingkreis-Kapazität C 1 findet man das Maximum, was je nach Empfangslage einen Pegel von 400...700 mV_{ss} an L 2 ergibt. Der Abgleich ist damit beendet, und die Leuchtdiode rechts unten auf der Platine muß im Sekundenrhythmus aufblinken. Erst wenn dies der Fall ist, hat es Zweck weiterzumachen. Es ist völlig sinnlos darauf zu hoffen, daß später alles funktioniert, wenn nicht einmal der Empfänger in der beschriebenen Weise arbeitet.

Ohne einen Oszillografen ist man nur auf das Verhalten der Leuchtdiode angewiesen. Man muß beim Verschieben der Spule dann mit sehr viel Geduld zu Werke gehen, weil die Reaktion an der Leuchtdiode erst mit einigen Sekunden Verzögerung zu beobachten ist.

Achten Sie darauf, daß Sie tatsächlich auch auf den Sender DCF 77 abgestimmt haben, was Sie am Aufblinken der Leuchtdiode während *jeder* Sekunde erkennen können (bis auf einen Aussetzer pro Minute). Besonders im Küstenbereich der Nord- und Ostsee kann man sich leicht das Signal einer Bake „einfangen", das sich aber niemals kontinuierlich jede Sekunde wiederholt.

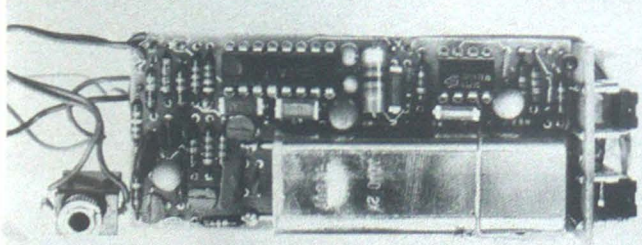


Bild 23.
Ansicht des fertig bestückten Empfängers

(Fortsetzung folgt)

AIM-65-Erweiterungsplatine für Funkamateure

Mit einer einfachen Zusatzschaltung (*Bild 1*) und der notwendigen Software (s. letztes und dieses Heft der FUNKSCHAU) können Besitzer des Mikrocomputers AIM-65 auf eine sehr komfortable Weise funkfernschreiben und – wie später noch beschrieben werden wird – Telegrafie per Tastatur senden. Die in *Bild 2* abgedruckte Platine enthält auch Steckanschlüsse, die für den Anschluß weiterer externer Geräte wie Kassettenrecorder oder Teletype bestimmt sind. Auf diese Weise können die Verbindungen ohne Lötarbeiten getrennt werden, und es entsteht kein „Kabelverhau".

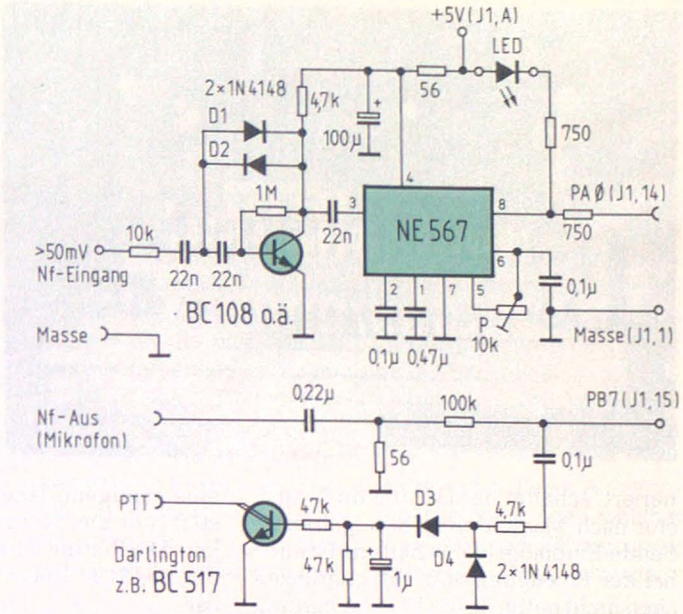


Bild 1. ▶ Schaltbild der Erweiterungsplatine. Sie enthält einen PLL-Funkfernschreib-Konverter und eine Logik zum Steuern eines Senders über die PTT-Leitung

Die Platine wird nach der Bestückung (*Bild 3*) mit den unteren 22 Anschlüssen des AIM-Application-Connector (A...Z) verbunden. Die Ports PA 0 und PB 7 sowie der Masseanschluß müssen getrennt noch mit der Platine verbunden werden, sie liegen auf der Oberseite des AIM-Steckverbinders. Die Schaltung des Fernschreib-Empfangskonverters entspricht derjenigen aus FUNKSCHAU 1979, Heft 9, und eignet sich auch für den Empfang von Morsezeichen – eine entsprechende Software wird noch vorgestellt.

Der PTT-Anschluß des Senders wird hier mit einer Art VOX gesteuert; wenn der AIM-65 ein FSK-Signal an PB 7 ge-

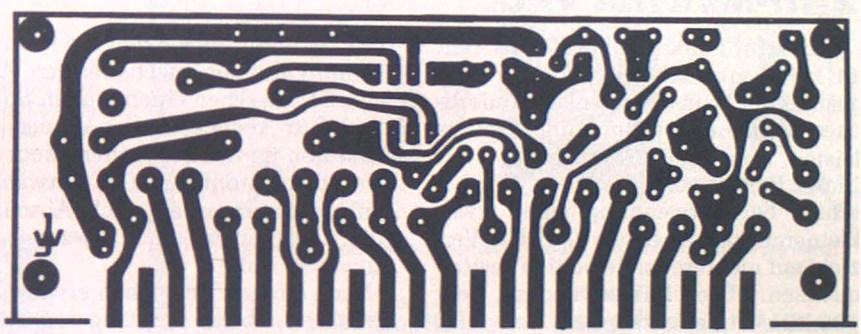


Bild 2. Das Platinen-Layout. Die Platine läßt sich direkt an den Application-Stecker des AIM-65 anlöten

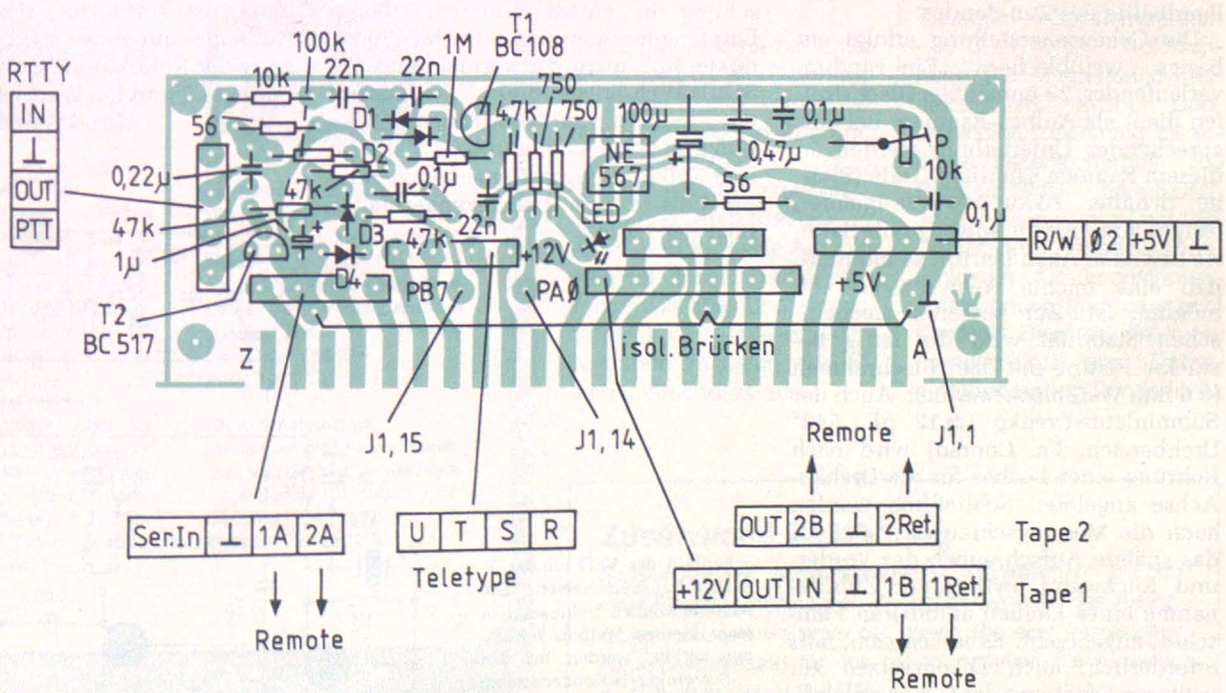


Bild 3. Bestückungsplan. Mehrere Steckverbinder erlauben den zusätzlichen Anschluß peripherer Geräte

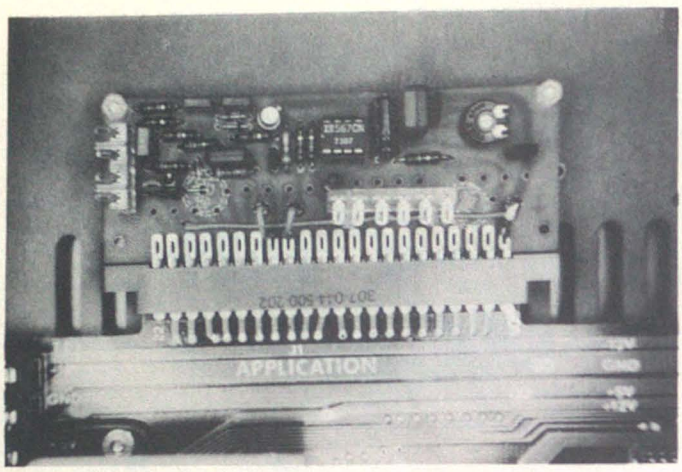


Bild 4.
Die fertige Platine, zusammen mit dem AIM-65, in ein Metallgehäuse eingebaut

neriert, schaltet der Darlington-Transistor nach Masse durch. Eine getrennte Sende-Empfangs-Umschaltung ist auch bei der Erzeugung von Telegrapfiezeichen nicht nötig, da die VOX-Schaltung eine genügend lange Zeitkonstante besitzt, um die Tastpausen zu überbrükken. Die Platine ist von GWK, Aachener Str. 56, 5132 Uebach Palenberg, lieferbar.

Hans Wollner

2-m-Mini mit VFO

Das Mini-Funksprechgerät aus Heft 14/1977 kann auch dem schon vielfach geäußerten Wunsch nach kontinuierlicher Empfängerabstimmung Genüge leisten, wenn ein VFO eingebaut wird. Dieser Einbau gelingt mit einigem Geschick bei Verwendung eines etwas kleineren Lautsprechers und bei Verzicht auf mehrere senderseitige Festfrequenzen. Die Mitverwendung der 135-MHz-Stufe entkoppelt den VFO ausreichend und macht das Gerät bei der angegebenen Dimensionierung empfangstüchtig für die gesamte obere Bandhälfte des 2-m-Bandes.

Die Gehäuseherstellung erfolgt am besten „weißblechern". Ein rundum verlaufender, 23 mm breiter Blechstreifen dient als Aufbau-Rahmen. Bei entsprechender Unterteilung werden an diesem Rahmen sämtliche Teile (Platine, Schalter, Akku usw.) festgelötet, festgeschraubt oder, soweit es die Batterie bzw. den Akku betrifft, so montiert, daß eine leichte Auswechselbarkeit möglich ist. Zur besseren mechanischen Stabilität wird die fertig bestückte Platine mit dem Blechrahmen (0,6 mm Weißblech) verlötet. Auch der Subminiatur-Drehko (2x12 pF, 540° Drehbereich, Fa. Conrad) wird nach Bohrung eines Loches für die Drehko-Achse angelötet. Schließlich werden auch die Messingschrauben (M 2) für das spätere Aufschrauben der Vorder- und Rückwand, evtl. unter Zuhilfenahme eines kleinen anlötbaren Flansches, angebracht. Es lassen sich, falls erforderlich, auch Eckenstützen zur weiteren Erhöhung der Gehäusestabilität anlöten. Die allseitige Lötbarkeit von Weiß- oder Buntblech gibt der Fantasie für individuellen mechanischen Aufbau und Aussehen einen großen Spielraum. Zur Abdeckung der Vorderseite (Mikrofon und Lautsprecher) dient ein Streckmetallstreifen. Der erwähnte Aufbaurahmen erhält nach Abschluß aller Lötarbeiten einen Überzug aus schwarzer Folie.

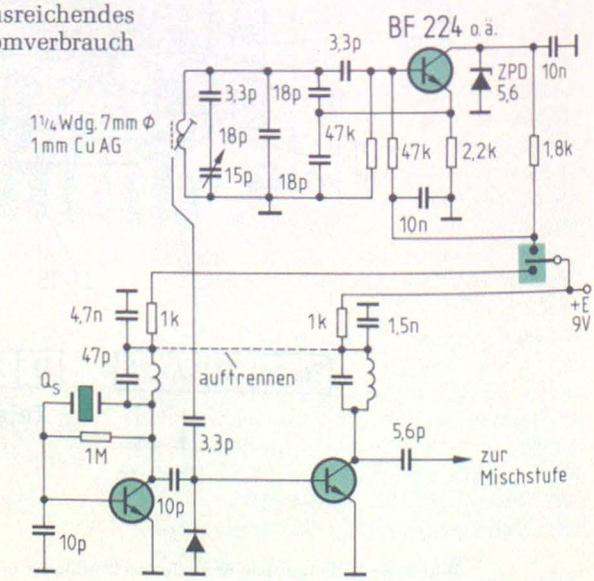
Nach einigen Versuchen erwies sich ein abstimmbarer Empfängeroszillator auf einer tieferen als der Injektionsfrequenz als wenig zufriedenstellend. Es ist einleuchtend, daß bei Doppelmischung in einem durchstimmbaren Empfänger unerwünschte Mischprodukte fast nicht zu vermeiden sind. Schließlich entstand ein VFO, der auf der Frequenz von 135 MHz bei Mitbenützung von L4 ein gutes, in Stabilität und Entkopplung völlig ausreichendes Ergebnis brachte. Der Stromverbrauch liegt bei 1,2 mA.

Als Schwingkreiskondensatoren (3 x 18 pF) sind solche mit TK 0 (schwarzer Punkt) zu verwenden. Es wird nur ein Rotorpaket des Drehkos benützt. Das Trimmen des Oszillators muß aus Raumgründen induktiv erfolgen. Zu diesem Zweck wird ein 5-mm-Spulenkörper verwendet (Kern violett und halbiert). Bei offener Kammer und völlig herausgedrehtem Kern muß der Oszillator mit einem Zweitempfänger auf 144 MHz zu hören sein. Nach dem Verschließen der Kammer kann mit dem Spulenkern die gewünschte Frequenz (135 MHz) eingestellt werden.

Die Kopplung zwischen VFO und Mischstufe (Anschlußpunkt Basis 2N918 – Diode 1N4148) erfolgt über 3,3 pF und ein Stück isolierter Litze, das ohne Masseberührung in die Nähe der Oszillatorspule gebracht und dort fixiert wird. Zur Umschaltung zwischen VFO und Festfrequenz wird der Fußpunkt des Schwingkreises mit der Spule L4 getrennt verblockt und über einen 1-kΩ-Widerstand mit Spannung versorgt. Die Quarzstufe mit L3 und der VFO erhalten ihre Versorgungsspannung über einen kleinen Umschalter.

Als weitere Verbesserung bekam das Funksprechgerät ein gesondertes Mikrofon, welches, geringe Größe vorausgesetzt, ebenfalls noch untergebracht und leicht angeschlossen werden kann. Schließlich wurde auch der Eingangstransistor mit sehr gutem Erfolg gegen den VHF-UHF-Typ 2N5179 ausgewechselt. Da der Eingangswiderstand von Basisstufen sehr niederohmig, der Ausgangswiderstand aber sehr hochohmig ist, sollte trotz des gedrängten Aufbaues auf eine sorgfältige Auslegung der Kollektorkreise, vor allem der Spulen L2 und L4, Wert gelegt werden.

Alfred Würzinger, DJ4BH



Schaltbild des VFO für das 2-m-Mini-Funksprechgerät. Die Bauteile können freitragend in einer kleinen Weißblech-Kammer verlötet werden; bei den Schwingkreis-Kondensatoren ist auf gute Temperaturstabilität zu achten

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

4. Teil

Nach der Schaltungsbeschreibung folgen Hinweise zum Bestücken der Speicher- und Prozessorplatine sowie Tips zur schrittweisen Funktionsprüfung.

Die Mikroprozessor-Platine

Im nächsten Schritt folgt die Bestükkung der Prozessor-Platine 731, wobei zweckmäßig Fassungen für sämtliche IS einzusetzen sind (*Bild 25*). Wer das Gerät ins Mini-Gehäuse einbauen will, muß die Platinen 731 und 741 in der Mitte durchtrennen, was am besten mit der Laubsäge geschieht. Egal, ob Sie dies tun oder nicht, an der Speicherplatine selbst ist im Augenblick absolut nichts zu unternehmen. Auch die Empfängerplatine 720 hat bis jetzt noch nichts in der Nähe des Prozessors zu suchen.

Beim Einlöten der sechzehn 100-kΩ-Widerstände am Unterrand der Platine ist darauf zu achten, daß die unteren Anschlußdrähte der Widerstände gleichzeitig die Brücken zur Anzeige-Platine bilden und deshalb nicht abgekniffen werden dürfen (*Bild 26*). Bitte vergewissern Sie sich auch, daß das Quarzgehäuse keinen Kurzschluß zwischen irgendwelchen Leiterbahnen herbeiführt; am besten läßt man den 1-MHz-Quarz nicht auf der Platine aufsitzen, sondern lötet ihn im Abstand von ca. 1 mm ein (*Bild 27*).

Ohne eines der digitalen IS 31...37 einzusetzen, sollte zunächst die einwandfreie Funktion der 5-V-Stabilisierung überprüft werden; dazu schließen Sie bitte die blaue und schwarze Buchse des Mikro-Netzteils wie gekennzeichnet an und kontrollieren den 5-V-Ausgang, der auch bei einer Belastung von ca. 500 mA noch stabil bleiben muß.

Vor jeder weiteren Aktivität, bei der Sie Modifikationen an der Schaltung vornehmen (Löten oder Einsetzen einer IS), ist vorher unbedingt die Versorgungsspannung abzuschalten!

Setzen Sie nun vorsichtig Ihren „tausendfüßigen" Mikroprozessor in die Fassung ein und achten Sie darauf, daß sich kein Beinchen sperrt und widerwillig neben der Fassung hängt. Nach dem Einschalten muß der Mikroprozessor die Taktfrequenz von 1 MHz erzeugen (Stift 38 am SC/MP oder Stift 3 an IS 32), die mit dem 30-pF-Trimmer exakt abgeglichen werden kann. Dieser

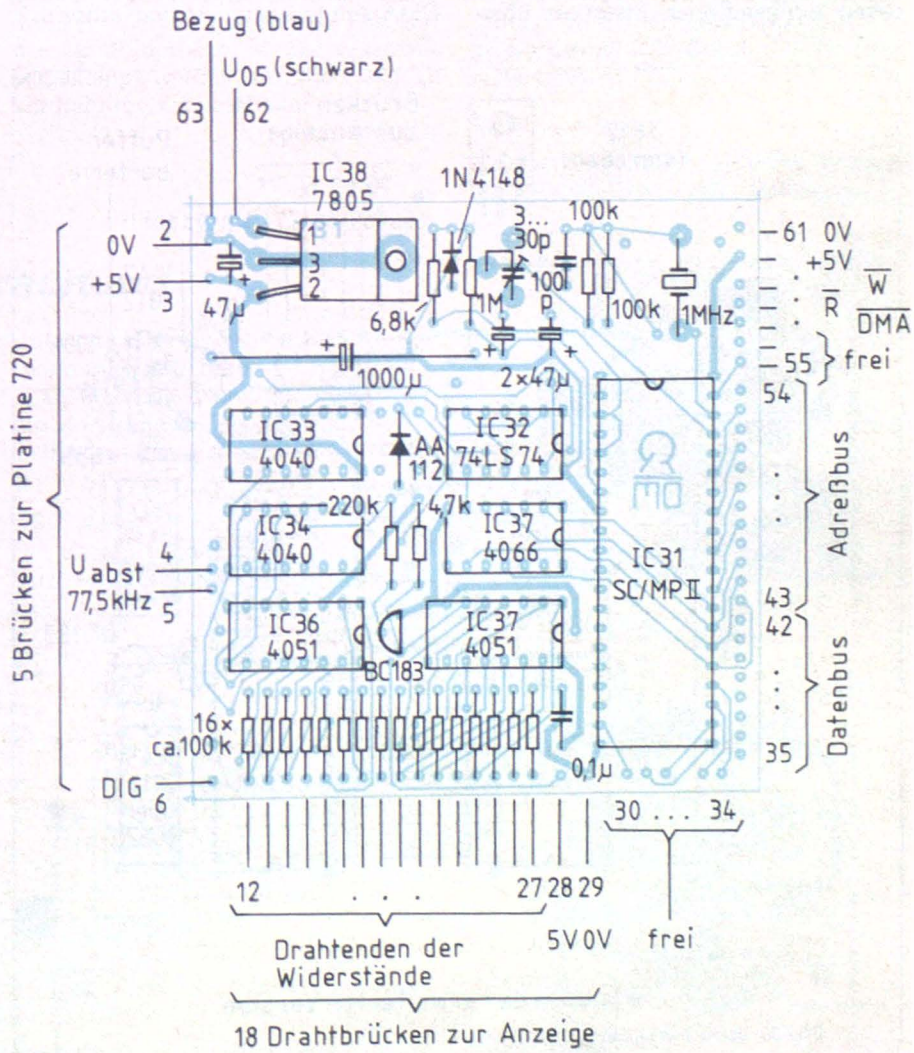


Bild 25. Bestückungsplan für den Prozessor und die DMA-Steuerung

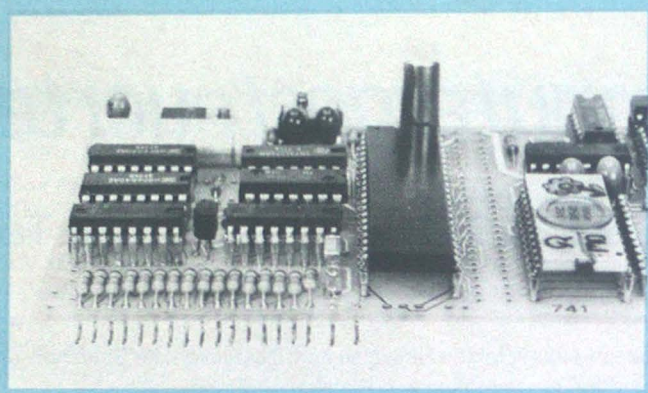


Bild 26. Die Enden der Widerstände dienen gleichzeitig als Brücken zur Anzeige-Platine 750

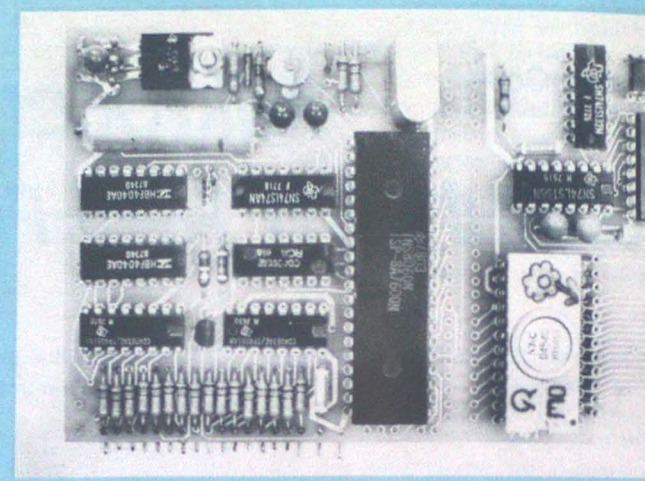


Bild 27. ▶
Ansicht der fertig bestückten Prozessor-Platine

Abgleich spielt jedoch erst bei Funktionserweiterungen der Funkuhr eine Rolle und kann hier außer acht bleiben.

Nach dem Einsetzen von IS 32 und IS 33 kann man sich schrittweise von deren einwandfreier Funktion überzeugen, indem man IS 32, Stift 5 die 500 kHz, an IS 33, Pin 4 die 3,9 kHz und an IS 32, Pin 9 die 1,953 kHz überprüft. Die Erweiterung dieser Zählerkette durch IS 34 schafft den eingangs beschriebenen 4-bit-Binärzähler für die DMA-Adressierung. An den Stiften 9, 7, 6 und 5 von IS 34 muß dieses Zählverhalten erkennbar sein, wobei jeder folgende Ausgang die halbe Frequenz des vorausgehenden aufweist.

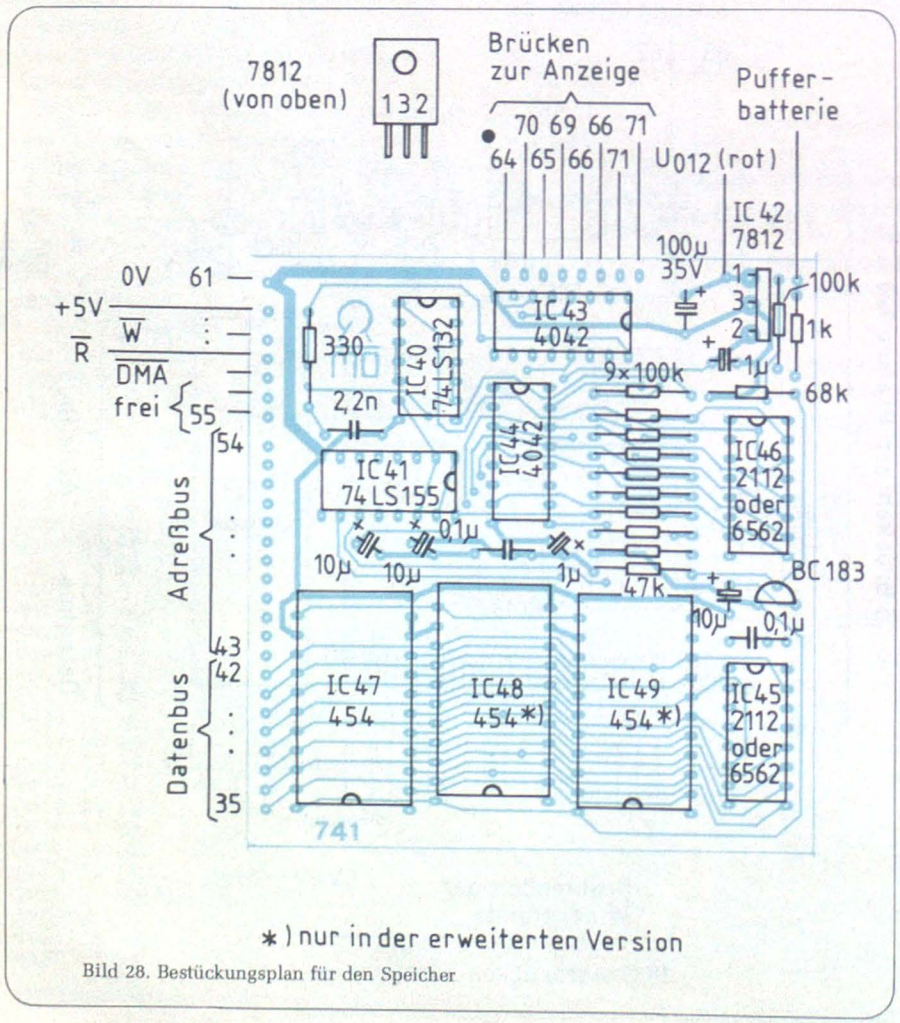


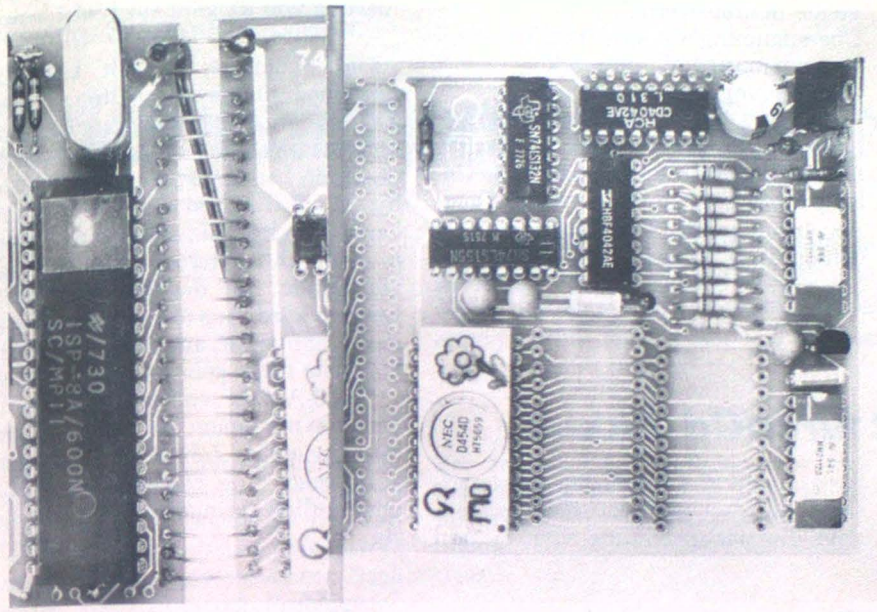
Bild 28. Bestückungsplan für den Speicher

Arbeitet die Schaltung bis hierhin einwandfrei, können Sie die übrigen drei IS (IS 35...37) auch noch einsetzen. Nun müssen die 16 Ausgänge zur Digit-Ansteuerung (Platinen-Anschlüsse 12...27) nacheinander aktiviert werden (auf High gehen), aber immer nur ein Ausgang zur Zeit (vgl. Bild 14). Stellen Sie zunächst dieses Verhalten her, was noch ohne größere Schwierigkeiten realisierbar ist. Wenn es nachher auf das Zusammenspiel des kompletten Mikrocomputers ankommt, ist eine derartige schrittweise Inbetriebnahme nicht mehr möglich.

Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß von den 16 Demultiplexer-Ausgängen nur 12 zur Ansteuerung der Anzeige gebraucht werden; die übrigen vier laufen blind mit, und Sparsamkeits-Fanatiker können die vier überflüssigen 100-kΩ-Widerstände auch weglassen; um hier keine Verwirrung zu stiften, sind alle 16 Widerstände sowohl im Bestückungsplan als auch im Bausatz vorhanden.

Die Speicherplatine

Auch das Bestücken des Speichers (Platine 741; *Bild 28*) erfolgt (bis auf IS 42) mit Fassungen, wobei von hier an keine Möglichkeit der sequentiellen Inbetriebnahme mehr besteht. Lediglich die Überprüfung der 12-V-Stabilisierung und des daran angeschlossenen Schalttransistors T 41 bleibt noch, ehe bei aufgetrennten Platinen 731 und 741



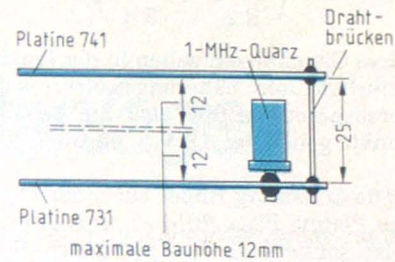


Bild 30. Schematische Anordnung der Platinen 731 und 741, die durch 27 Drahtbrücken miteinander verbunden werden

◀ Bild 29. Die fertig bestückte Speicherplatine wird über Drahtbrücken mit der Prozessor-Platine verbunden (vgl. Bild 30)

die 27 Verbindungsbrücken hergestellt werden (*Bild 29*). Achtung! Diese Drahtbrücken müssen so eingesetzt werden, daß die beiden Platinen mit ihrer Bestückungsseite zueinander zeigen (*Bild 30*). Nach dem Einlöten dieser Brücken können die beiden Platinen wie ein Bilderbuch wieder auseinandergeklappt werden, um die restliche Verdrahtung vorzunehmen.

(Schluß folgt)

Betriebsanzeige mit Spannungsüberwachung

Eine für CMOS-ICs typische Eigenschaft ist die hohe Störsicherheit, die bei etwa 45 % der Speisespannung liegt und aus der Tatsache resultiert, daß der Schaltpunkt der Gatter etwa die Hälfte der Versorgungsspannung beträgt. Diese CMOS-Eigenschaft läßt die Verwendung als Spannungs-Vergleicher zu.

Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht eine Betriebsspannungsanzeige, die innerhalb eines Spannungsfensters konstant leuchtet und bei Über- oder Unterschreitung festgelegter Grenzspannungswerte blinkt.

Als Referenzspannung dient dabei die Z-Diode D1. Der Spannungsteiler R1/R2 legt den oberen Grenzwert fest:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{2\,V_p}{V_{DD}} - 1$$

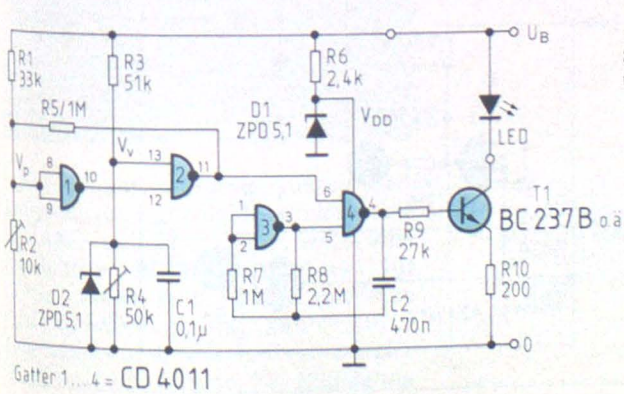
Der untere Grenzwert des Spannungsfensters wird durch R3 und R4 festgelegt:

$$\frac{R3}{R4} = \frac{2\,V_v}{V_{DD}} - 1$$

V_{DD} ist dabei die Versorgungsspannung, V_p die Überspannung und V_v die Unterspannung. Definiert man die Fensterspannung

$$V_H = V_p - V_v,$$

so lassen sich die Beziehungen in einer einzigen Formel zusammenfassen:



◀ Bild 1. Schaltbild der Spannungsüberwachung

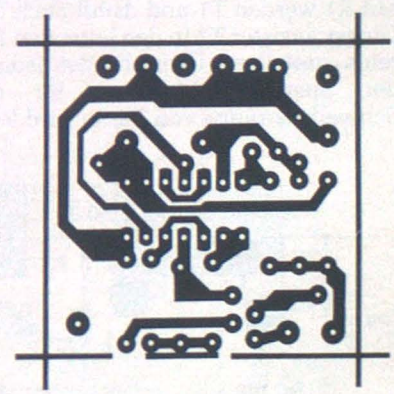


Bild 2. Passende kleine Platine

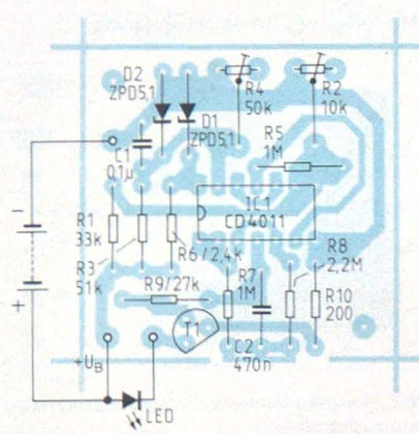


Bild 3. ▶ Bestückungsplan zu Bild 2

$$V_H = \frac{V_{DD}}{2}\left(\frac{R1}{R2} - \frac{R3}{R4}\right)$$

Diese Gleichungen gelten in der Praxis natürlich nur näherungsweise, weil vorausgesetzt wurde, daß die Schaltpunkte genau bei 0,5 V_{DD} liegen.

Die Schaltung findet auf einer kleinen Platine Platz (*Bild 2*); und *Bild 3* zeigt schließlich den passenden Bestückungsplan. Mit der angegebenen Dimensionierung ergeben sich folgende Betriebswerte:
Überspannung V_p: min. 11,5 V
Unterspannung V_v: min. 5 V
Blinkfrequenz: ca. 0,4 Hz

Da R2 und R4 als Trimmpotis ausgeführt sind, lassen sich die Schaltpunkte für die Überspannung V_p sowie die Unterspannung V_v in recht weiten Grenzen einstellen. Der Strom durch die LED beträgt etwa 15 mA, unabhängig von U_B.

Ing. (grad.) H. J. Probst

Einfaches Ladegerät für NiCd-Akkus

Um einen Akkusatz z. B. in einem Handfunksprechgerät ständig am Netz und damit frisch halten zu können, läßt sich die hier beschriebene Strom-Begrenzungsschaltung anwenden.

Da dazu nur drei Transistoren und zwei Widerstände nötig sind, kann die Schaltung in einem Raum von etwa einem Kubikzentimeter aufgebaut und so in praktisch jedes Gerät noch integriert werden.

Bild 1 zeigt die Schaltung; die angegebenen Transistortypen lassen sich für Ströme bis etwa 50 mA einsetzen, da sonst die Verlustleistung zu hoch wird. Mit R1 werden T1 und damit auch der Längstransistor T2 in den leitenden Bereich gesteuert. Überschreitet jedoch der Spannungsabfall an R2 die Schwellspannung von T3, so wird letzterer leitend und regelt den Ausgangsstrom auf den gewünschten Wert, indem die Basisspannung von T1 und damit T2 reduziert wird. Die Dimensionierung von R2 geht aus *Bild 2* hervor.

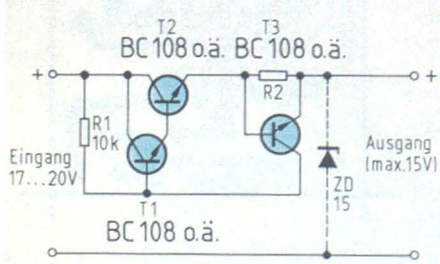


Bild 1. Schaltung der Strombegrenzung

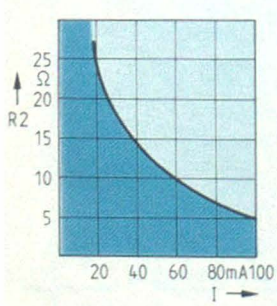


Bild 2. Dimensionierung von R2 je nach gewünschtem Ausgangsstrom

Die Schaltung enthält keine Ladeendspannungs-Abschaltung. Eine Z-Diode am Ausgang verhindert zwar ein Ansteigen der Ausgangsspannung über den Ladeendspannungswert (hier für 10 NiCd-Zellen dimensioniert); sie kann jedoch u. U., wenn ihre Z-Spannung durch Toleranzen unter 15 V liegt, verhindern, daß der Akku vollständig geladen wird. Aus diesem Grunde ist es meist sinnvoller, auf sie zu verzichten, wenn sie nicht genau ausgemessen ist.

Ni-Cd-Akkus sollten maximal 14 Stunden mit einem Strom geladen werden, der einem Zehntel ihrer Kapazität entspricht. Eine Dauerladung ist nur mit deutlich geringeren Strömen zulässig.

Johann Oberbauer

Erzeugung einer geregelten negativen Spannung

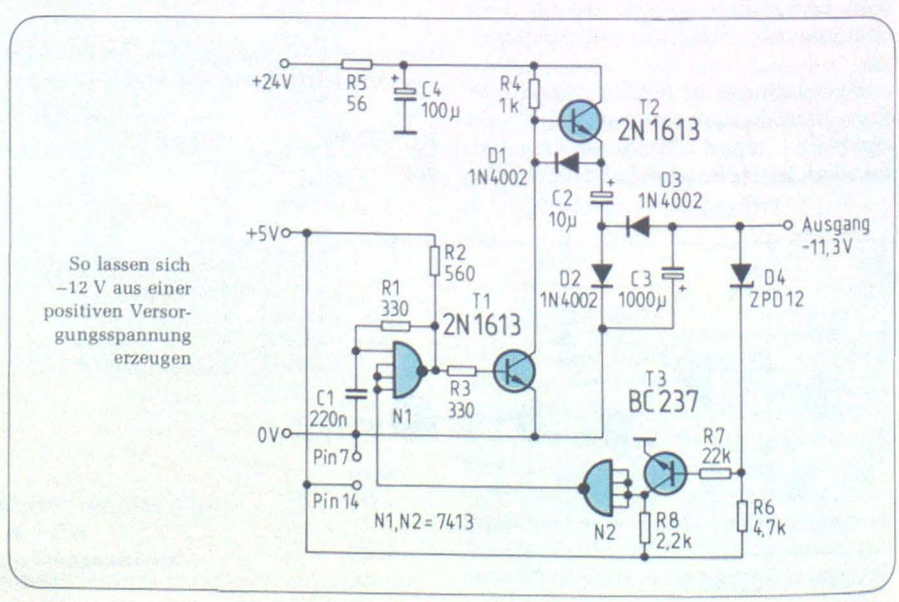
Manche digitalen MOS-Bausteine benötigen außer einer positiven auch eine negative Versorgungsspannung. Plant man aber eine Stromversorgung aus Batterien oder steht kein geeigneter Netztrafo zur Verfügung, so läßt sich die benötigte Spannung mit Hilfe der im *Bild* angegebenen Schaltung gewinnen.

Sie besteht aus einem einfachen Oszillator (N 1, C 1, R 1), der an den Leistungsverstärker T 1, T 2 und D 1 Rechteckimpulse liefert und an C 3 eine negative Spannung aufbaut. Ist diese Spannung groß genug, so wird die Z-Diode D 4 leitend und sperrt den Transistor T 3. Dadurch geht der Ausgang des sich anschließenden Schmitt-Triggers auf L-Potential und sperrt den Oszillator N 1, bis die Ausgangsspannung wieder auf den Sollwert abgesunken ist. Der Widerstand R 5 dient zur Begrenzung des Ausgangsstromes im Kurzschlußfall.

Bei der angegebenen Dimensionierung ergibt sich ein maximaler Ausgangsstrom von 0,1 A und eine Restwelligkeit von ca. 100 mV. Die Ausgangsspannung ist etwa 0,7 V kleiner als die Z-Dioden-Spannung und sollte den halben Betrag der Versorgungsspannung nicht übersteigen, um günstige Regeleigenschaften zu erzielen.

Helmut Lenzen

So lassen sich −12 V aus einer positiven Versorgungsspannung erzeugen



Dipl.-Ing. Siegfried Hollerer

Verkehrsampel für Modellanlagen

In naturgetreuen Modelleisenbahnanlagen kann eine Straßenverkehrsampel mit automatisch ablaufendem Signalzyklus eine nette Bereicherung des Gesamtbildes darstellen und etwas Leben in die Modellandschaft bringen. Die beschriebene Schaltung ermöglicht handgesteuerten und automatischen Betrieb oder gelbes Blinken.

Beim Suchen nach einem Weihnachtsgeschenk für einen modelleisenbahnbegeisterten Jungen aus der Verwandtschaft kam dem Autor die Idee zu einer derartigen Ampelsteuerung. Nach näherem Betrachten der Problemstellung und Bestandaufnahme der TTL-Bausteine in der Bastelkiste ergab sich überraschenderweise eine überaus einfache Realisierung einer Ein-Richtungs-Ampel mit fünf ICs und einem Schalter. Die gesamte Ablaufsteuerung läßt sich in einen Taktgenerator, eine Zählerkette und eine Logik zur Dekodierung der Zählerzustände gliedern.

Der Taktgenerator besteht aus 2 CMOS-Invertern und einem Pufferverstärker aus 2 parallelgeschalteten Gattern, um den darauffolgenden TTL-Eingang treiben zu können. Die Frequenz beträgt etwa 4 Hz, so daß am Ausgang Q_B des Binärzählers 7493 ein Blinktakt mit etwa 1 s Periodendauer und am Ausgang Q_C ein Takt mit 4 s Periodendauer zur Verfügung stehen. Die erforderliche Dekodierung der Zählerzustände und die zeitliche Dauer der einzelnen Ampelphasen sieht so aus:

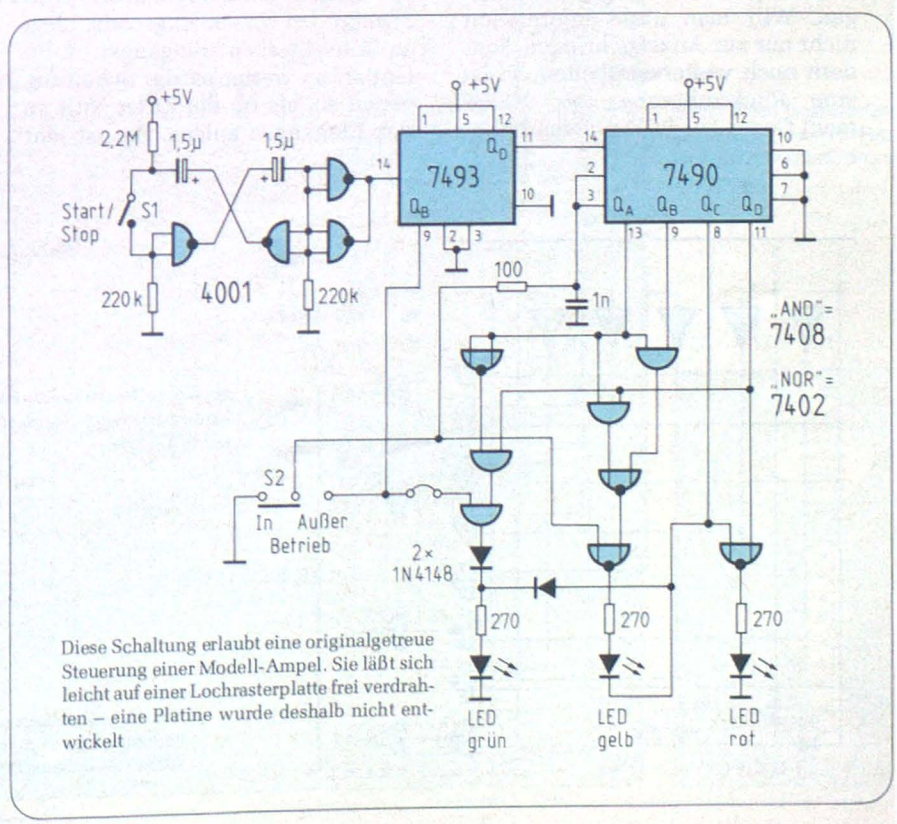
Zählerzustand	Ampelphase	Dauer
0, 1, 2	Rot	12 s
3	Rot, Gelb	4 s
4, 5, 6, 7	Grün	16 s
8	Grün blinkt viermal	4 s
9	Gelb	4 s

Zur Implementierung dieser Verknüpfungen genügen erfreulicherweise je 4 AND- und NOR-Gatter, wenn eine zusätzliche ODER-Verknüpfung für „Grün" durch zwei Dioden und eine AND-Verknüpfung für „Gelb" durch Gegentaktbetrieb der gelben Leuchtdiode realisiert werden. Zur Erzeugung des viermaligen Grünblinkens wird das Ausgangssignal Q_B des Binärzählers herangezogen, das die vierfache Frequenz des Ampelphasentaktes aufweist.

Wenn die (in Österreich erforderliche) Grünblinkphase nicht vorgesehen ist, ist die Brücke zwischen dem Ausgang Q_B des Binärzählers und dem darauffolgenden UND-Gatter zu entfernen, wodurch der nun vorliegende logisch H-Eingangszustand während der eigentlichen Grünblinkphase eine kontinuierliche Grünanzeige zur Folge hat.

Im handgesteuerten Betrieb wird mit dem Schalter S 1 lediglich der Taktgenerator gestoppt, wenn die entsprechende Ampelphase eingetreten ist. Im Fall „Ampel außer Betrieb", d. h. bei gelbblinkender Ampel wird – nach Umschalten von Schalter S 2 – einerseits die gelbe Leuchtdiode direkt vom Blinktakt gesteuert, anderseits der Dezimalzähler ständig auf „9" gesetzt, was laut Tabelle zu „Gelb" dekodiert wird. Das RC-Glied am Setzeingang verlängert den Setzimpuls über die Taktimpulsflanke am Eingang hinaus und verhindert so das Weiterzählen.

Die Schalter S 1 und S 2 lassen sich in einem handelsüblichen zweipoligen Kippschalter mit 3 Stellungen zusammenfassen.

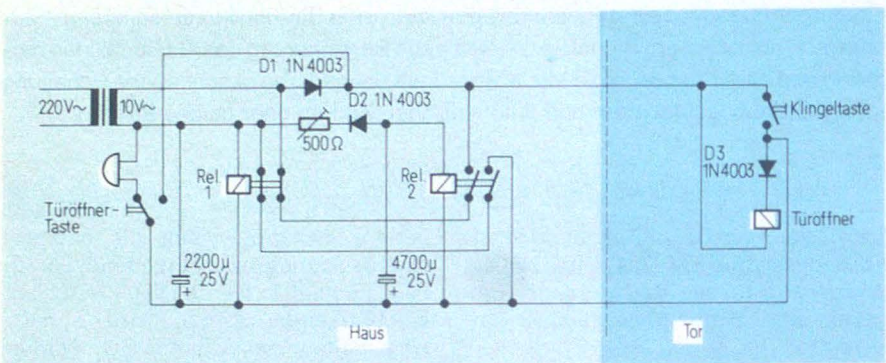


Diese Schaltung erlaubt eine originalgetreue Steuerung einer Modell-Ampel. Sie läßt sich leicht auf einer Lochrasterplatte frei verdrahten – eine Platine wurde deshalb nicht entwickelt

Klingeltaste und Türöffner mit nur zwei Zuleitungsdrähten

Viele, hauptsächlich ältere Häuser haben zum Klingeldrücker an der Gartentür eine zweiadrige Leitung, die meist auch noch einbetoniert oder tief vergraben und deshalb nur schwer auszuwechseln ist. Will man nun an der Gartentür einen Türöffner anbringen, hilft die nachfolgend beschriebene Schaltung (Bild).

Sie ermöglicht außerdem auf einfache Weise, von außen die Tür auch ohne Schloß zu öffnen. Beim Klingeln wird neben der Klingel auch das Relais 1 und verzögert auch Relais 2 betätigt. Wird normal geklingelt, wird Relais 2 durch die Verzögerung, die mit dem Elko 4700 µF gebildet wird, nicht anziehen. Es geschieht also nach dem Loslassen der Taste nichts. Wird jedoch länger als die eingestellte Zeit gedrückt (etwa 3 s), kann der Türöffner über Relais 1 und 2 nach dem Loslassen der Taste öffnen.



Oft ist der Aufbau dieser Schaltung mit geringerem Aufwand verbunden als das Einziehen zusätzlicher Drähte für das Nachrüsten eines Türöffners

Natürlich kann der Türöffner auch mit der im Haus installierten Taste betätigt werden. Diese Schaltung ist bereits in drei Häuser eingebaut und arbeitet seit drei Jahren einwandfrei.

Die am Klingeltrafo abgenommene Spannung muß den verwendeten Relais und dem Türöffner angepaßt werden (Richtwert: 10...20 V). Dabei ist der erhöhte Strombedarf des Türöffners zu beachten. *Hans Oberbauer*

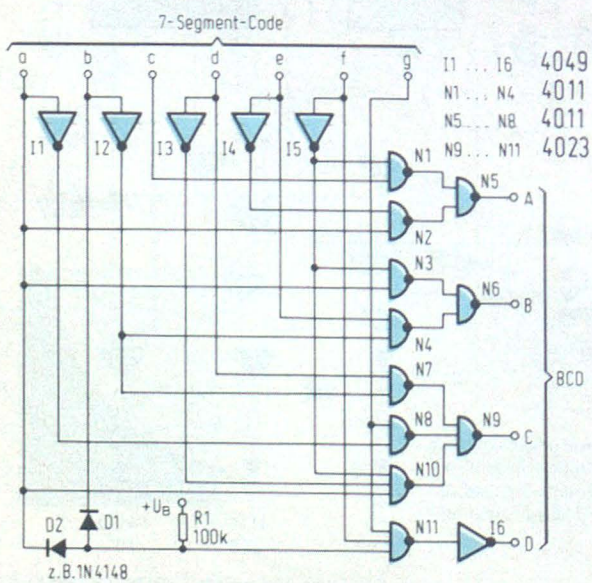
Schaltungskniff

Umsetzung von 7-Segment- auf BCD-Code

Eine Vielzahl von LSI-Schaltkreisen ermöglichen eine direkte Ansteuerung von 7-Segment-Anzeigen. Will man diese Information nicht nur zur Anzeige bringen, sondern noch weiterverarbeiten, so ist eine Rückcodierung des 7-Segment-Codes auf BCD notwendig.

Mit nur vier IS, zwei Dioden und einem Widerstand läßt sich dieses lösen (*Bild 1*). Die Logiktabelle (*Bild 2*) zeigt den Umsetzungscode. Liegt an allen sieben Eingängen L-Potential, so wertet es die Schaltung genau so, als ob die Ziffer Null an den Eingängen anläge. Das ist sehr wichtig, wenn bei LSI-Schaltkreisen führende Nullen unterdrückt werden.

D 1, D 2 und R 1 sind notwendig, um die drei Eingänge des Gatters N 11 auf vier Eingänge zu erweitern. Sie können entfallen, wenn man ein Gatter mit vier Eingängen verwendet. *Norbert Burgermann*



◄ Bild 1. Gesamtschaltbild zur Umsetzung von 7-Segment- auf BCD-Code

7-Seg.	D	C	B	A
a...f log.„0"	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Bild 2. ►
Wie die Logiktabelle zeigt, werden beide Varianten von 6 und 9 richtig in den BCD-Code umgesetzt

Frank Riedel

Triggerzusatz für Oszilloskope

Die hier beschriebene Schaltung bildet einen Zusatz für Oszilloskope mit freilaufender Zeitablenkung, mit dessen Hilfe man die Zeitbasis des Gerätes triggern kann. Sie hat den Vorteil, daß an der Frontplatte des Oszilloskops nichts geändert werden muß und außerdem die Änderungen im Gerät selbst minimal sind.

Die Schaltung wurde für den Einbau in einen HM 207 entwickelt, dürfte aber ohne große Probleme auch für andere Oszilloskope verwendbar sein.

Das zu messende Signal wird vom Schleifer des Synchronisationsreglers abgenommen und einem Spannungskomparator zugeführt. Überschreitet die Amplitude des Signals einen Grenzwert, kippt der Ausgang des Komparators um und löst über ein Differenzierglied das Monoflop 74 121 aus. Dieses liefert einen kurzen Impuls (ca. 30 ns) an eine bistabile Kippschaltung aus zwei NAND-Gattern. Der Ausgang dieser Kippschaltung geht von L auf O und sperrt damit T 1, der bisher den Aufladevorgang der Kondensatoren im Kippteil durch Kurzschluß des Ladestroms verhindert hatte. Der Kippteil schwingt an und der Elektronenstrahl läuft einmal von links nach rechts über das Schirmbild. Am Ende des Durchlaufs wird im Kippteil ein Austastimpuls für die Rücklaufverdunkelung erzeugt. Dieser Austastimpuls wird dazu verwendet, die Kippschaltung wieder in den ursprünglichen Zustand zu werfen. Erst wenn das Signal am Eingang des Triggers die Triggerschwelle wieder überschreitet, wird ein neuer Durchlauf gestartet. Bis dahin „wartet" der Strahl in der Ruhelage. Im Blockschaltbild (*Bild 1*) wird das Zusammenspiel der einzelnen Schaltungsteile deutlich.

Sind Einbau und Abgleich einmal erfolgt, so ist nur noch die Bedienung des Synchronisationsschalters und des dazugehörigen Reglers erforderlich. Die Eigenschaften des Oszilloskops bleiben voll erhalten, bzw. der Fangbereich der Zeitablenkung wird eher noch erhöht. Nach wie vor stehen die Synchronisationsarten (bzw. jetzt Triggerarten) intern +, intern – und extern zur Verfügung. Durch die Eigenart des Triggerprinzips bedingt erscheint jetzt allerdings ohne Signal keine Nullinie mehr auf dem Schirm. Der Synchronisationsregler muß oft voll aufgedreht werden, da bei dem Abgleich zu Gunsten der Stabilität auf Empfindlichkeit verzichtet wurde. Es ergeben sich „felsenfest" stehende Oszillogramme, die ohne weiteres so weit gedehnt werden können, daß nur noch ein Zehntel einer Periode geschrieben wird. Für Frequenzen oberhalb von 10 MHz muß man den Synchronisationsregler mit etwas Fingerspitzengefühl bedienen und eventuell die Synchronisationsart umschalten, um ein einwandfrei stehendes Oszillogramm zu bekommen. Je höher die Frequenz wird, desto schwieriger wird auch die Einstellung. Die höchste Frequenz, die die Schaltung verarbeiten kann, liegt bei ca. 25 MHz.

Eine kleine Unbequemlichkeit liegt noch darin, daß man beim Umschalten der Eingangsempfindlichkeit des Y-Verstärkers eventuell bis zu einigen Sekunden warten muß, bis das Bild wieder erscheint. Diese Zeit wird zum Umladen der Koppelkondensatoren C 1 und C 2 benötigt, da die Spannung am Eingang des Triggers direkt proportional zur Bildhöhe ist. Auch dieser Effekt tritt hauptsächlich im Bereich oberhalb von 10 MHz auf. Das gleiche Phänomen ergibt sich logischerweise beim schnellen Durchdrehen des Synchronisationsreglers.

Die Schaltung

Über C 1, C 2 und R 4 gelangt das Signal zum invertierenden Eingang des schnellen Komparators µA 760 (*Bild 2*). D 1 verhindert eine negative Aufladung von C 1 und C 2 und damit eine ständige Verschiebung des Triggerzeitpunktes. An P 1 wird die Referenzspannung eingestellt. Der µA 760 benötigt eine symmetrische Speisespannung von ± 5 V; deshalb sind zwei Speisespannungen von + 10 V und + 5 V erforderlich, wobei der 0-V-Anschluß von IC 1 auf + 5 V liegt und der –5-V-Anschluß auf Masse. Das rechteckförmige Ausgangssignal des Komparators wird durch C 5 und R 6 differenziert und erzeugt am Eingang des Monoflops 74 121 einen negativen Impuls. Dadurch wird der Eingang von IC 2 auf 0 gesetzt.

Es wurde auf eine externe Beschaltung des 74 121 mit Widerständen und Kondensatoren verzichtet, um einen möglichst kurzen Ausgangsimpuls zu erhalten. Von der Länge dieses Impulses hängt entscheidend die maximale Arbeitsfrequenz der ganzen Schaltung ab. Im vorliegenden Fall ist er etwa 30 ns breit, was einer theoretischen Grenzfrequenz von 33 MHz entspricht. D 3 dient dazu, den Eingang von G 4 auf L

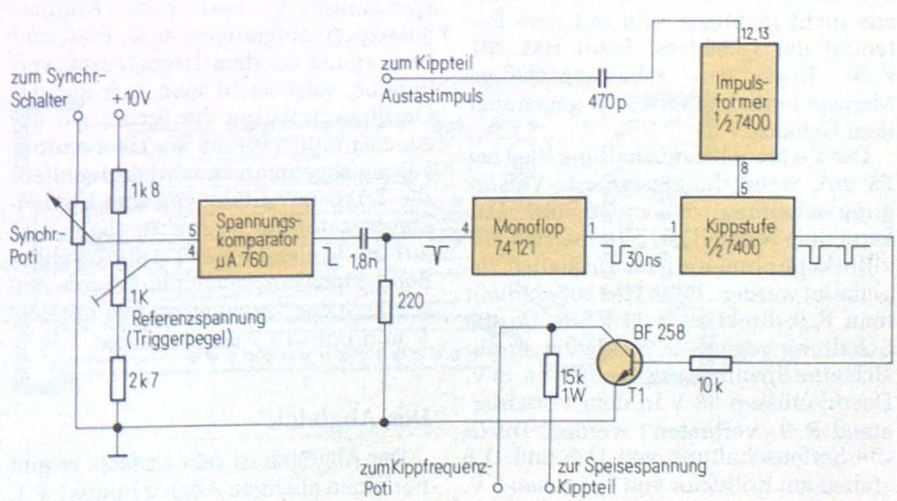


Bild 1. Das Blockschaltbild des Triggerzusatzes

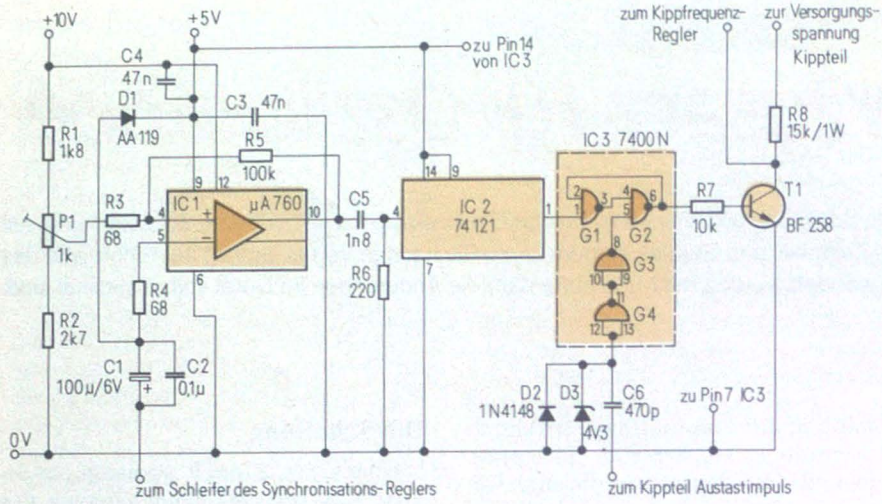


Bild 2. Die vollständige Schaltung des Triggerzusatzes

zu legen und als Schutz vor positiven Spannungsspitzen, während D 2 die negative Spitze des Austastimpulses abschneidet.

Noch einige Worte zur Stromversorgung des Triggerzusatzes: Die Schaltung ist in dieser Beziehung etwas unkonventionell; deshalb rät der Autor, sich möglichst an den Schaltungsvorschlag für den Versorgungsteil zu halten (*Bild 3*). Das Monoflop, die bistabile Kippschaltung und T 1 müssen auf jeden Fall gegen Masse des Kippspannungsteils des Oszilloskops arbeiten. Dieses Massepotential wird gleichzeitig als negative Speisespannung für den Komparator benutzt. Andererseits entsprechen die positiven Speisespannungen des Monoflops und von IC 3 dem 0-V-Potential von IC 1. Durch die gleichspannungsmäßige Trennung des Komparators vom Rest der Schaltung hat das jedoch keine Folgen. (Wenn hier von Masse gesprochen wird, dann ist immer die Masse der Oszilloskop-Zeitablenkung gemeint. Diese muß durchaus nicht identisch sein mit dem Potential des Gehäuses! Beim HM 207 z. B. liegt das schaltungsmäßige Massepotential auf –15 V gegenüber dem Gehäuse.)

Der Verbrauch der Schaltung liegt bei 75 mA, wenn die angegebene Versorgungsschaltung verwendet wird. Das kann dem Netzteil der allermeisten Oszilloskope ohne weiteres zusätzlich zugemutet werden. Beim HM 207 schließt man R 9 direkt an +33 V an. Da die Schaltung gegen –15 V arbeitet, ergibt sich eine Spannungsdifferenz von 48 V. Davon müssen 38 V in dem Vorwiderstand R 9 „verbraten" werden. Durch die Serienschaltung von D 5 und D 6 stehen am Kollektor von T 2 genau 5 V. Die Spannungsangaben am Eingang der Versorgungsschaltung beziehen sich auf die Eintragungen im Schaltbild des HM 207, während sich die Spannungsangaben am Ausgang auf das Massepotential des Triggerzusatzes beziehen.

Der Aufbau des Triggerzusatzes

Die gesamte Schaltung einschließlich Versorgungsteil wurde auf einer 130 mm x 50 mm messenden Lochrasterplatte untergebracht. Die Leitungsführung soll so kurz wie möglich gehalten werden. Die externen Anschlüsse sind zu Lötstiften geführt, die am Rand der Lochrasterplatte montiert wurden. Die Schaltung ist auf der Lötseite der Oszilloskopplatine montiert. Die Verbindungsleitung vom Schleifer des Synchronisationsreglers zur Oszilloskopplatine wird abgelötet und der Schleifer mit dem entsprechenden Anschluß des Triggerzusatzes verbunden. Ferner wird die Verbindung zwischen der Versorgungsspannung des Kippspannungsteils und dem Kippfrequenzpoti aufgetrennt und Poti und Versorgung mit dem Triggerzusatz verbunden. Jetzt sucht man sich auf der Oszilloskopplatine die Stelle, wo der Austastimpuls für die Rücklaufverdunkelung abgenommen wird und schließt die Triggerschaltung *vor* dem Koppelkondensator zur Röhre an (beim HM 207 am Kollektor von T 18). Anschließend sind nur noch die beiden Anschlüsse der Stromversorgung mit +33 V und mit –15 V zu verbinden.

Der Abgleich

Der Abgleich ist sehr einfach; es gibt nur einen einzigen Abgleichpunkt: P 1. Der Schleifer von P 1 wird zunächst ganz zum negativen Ende hin gedreht. Zwischen Anschluß 10 des Komparators und +5 V wird ein Voltmeter gelegt (+ an +5 V), das jetzt eine Spannung zwischen 0 und 0,4 V anzeigen muß. Jetzt dreht man den Schleifer von P 1 langsam zum positiven Ende hin, bis sich plötzlich ein Sprung auf 3 V ergibt. Aus Stabilitätsgründen dreht man noch etwas weiter, und damit ist der Abgleich auch schon beendet. Wer's genau machen will, kann einen Hf-Meßsender an sein Oszilloskop anschließen und auf stehendes Bild bei immer höheren Frequenzen abgleichen. Wer ein zweites Oszilloskop zur Verfügung hat, kann natürlich auch versuchen, die Werte von C 5, C 6, R 6 zu optimieren.

Tips für den Nachbau

Für die Widerstände kann man 1/4-W-Typen ohne besonders enge Toleranzen nehmen. Lediglich R 8 und R 9 müssen 1 W bzw. 5 W vertragen. D 1 sollte eine Germanium-Diode sein, D 2 und D 6 sind Silizim-Universal-Typen (1 N 4148); T 2 ist ein npn-Silizium-Universal-Typ (BC 108). Die Anschlußbezeichnungen der ICs beziehen sich alle auf die DIL-Ausführung. Sollte sich vor allem bei sehr tiefen Frequenzen nur schwer ein stehendes Bild erreichen lassen, so kann eine Änderung der Werte von C 5, C 6 und R 6 eine Besserung bewirken. Eventuell montiert man diese drei Bauteile gleich so, daß man sie auch bei eingebauter Platine austauschen kann. Abgeschirmte Leitungen sind nicht notwendig. Das IC µA 760 kann von Electronic 2000, Neumarkter Str. 75, 8000 München 80 bezogen werden.

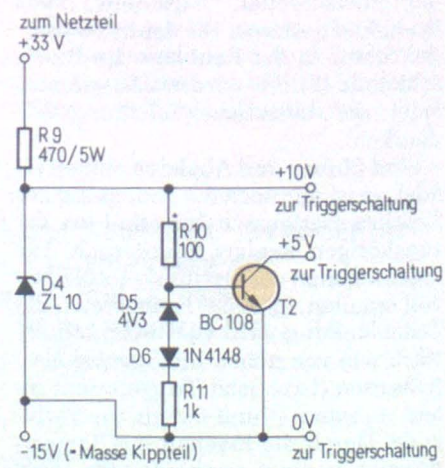


Bild 3. Schaltungsvorschlag für die Stromversorgung des Triggerzusatzes. Die Spannungsangaben am Eingang beziehen sich auf die Angaben im Schaltbild des HM 207, die am Ausgang auf das Massepotential der Triggerschaltung

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

5. Teil

Im letzten Teil gibt der Autor Hinweise zur Inbetriebnahme. Sollte das Gerät nicht einwandfrei funktionieren, hilft die ausführliche Beschreibung zur Fehlersuche und Überprüfung der einzelnen Baustufen weiter.

Anzeigeplatine

Konsequenterweise sollen auch die drei Treiber-IS auf der Anzeige-Platine 750 (*Bild 31*) auf Fassungen gesetzt werden. Erst nach Montage von T 51 und den acht Widerständen werden die Mehrfach-Anzeigen auf jeweils 14 Drahtbrücken eingelötet, beginnend bei DSP2 (*Bild 32*). Danach erfolgt die Verbindung mit der Prozessor-Platine 731 (über die 16 Widerstands-Enden und zwei zusätzliche Brücken für die Stromversorgung). Zur Segmentansteuerung müssen sieben Drahtbrücken zwischen den Anschlußpunkten 64...70 hergestellt werden, wozu sich bestens ein Flachbandkabel eignet (*Bild 33*).

Endmontage

Nach Herstellen der bisher beschriebenen Verbindungen (also ohne angeschlossenen Empfänger) muß der Mikrocomputer etwa 10 s nach dem Einschalten damit beginnen, die Sekunden (nahezu zeitrichtig) hochzuzählen. Die Mini-Anzeige steht dabei auf dem Kopf, wenn die Prozessor-Platine auf dem Tisch liegt. Wenn dieses Hochzählen erfolgt und Sie zuvor Ihren Empfänger in Betrieb genommen haben, brauchen Sie nur noch die fünf Drahtbrücken zwischen Empfänger 720 und Prozessor 731 herzustellen, um Ihre Mini-Funkuhr zu komplettieren (*Bild 34*).

Richten Sie die Antenne nun auf den Sender aus (vgl. Bild 24) und warten Sie, bis Sie von einem Minutensprung zum nächsten kontinuierlichen Empfang hatten. Zeitgleich mit dem Minutenwechsel stellt sich dann vollautomatisch die richtige Zeit ein, die exakt mit der Amtlichen Deutschen Zeit (vergleichen Sie z. B. die Tagesschau-Uhr!) übereinstimmt. Spätestens zwei Minuten nach einer Empfangsstörung ist ein eventueller Anzeige-Fehler wieder behoben, und wenn die Antenne an einem ungestörten Empfangsort plaziert wird, läuft die Funkuhr nahezu ohne jede sichtbare Störung jahrelang zufriedenstellend.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß mit Erscheinen des Amtsblattes [18] der Deutschen Bundespost für den Empfang des Zeitzeichensenders DCF 77 weder eine Genehmigung erforderlich ist, noch Gebühren zu entrichten sind.

Fehlersuche

Rund zehn Sekunden nach dem Anlegen der Versorgungsspannung muß der Computer damit beginnen, die Sekunden hochzuzählen; dies tut er auch, wenn kein Empfangssignal vorliegt oder der Empfänger defekt ist. In diesem Fall erfolgt allerdings kein Minutenübertrag, und die Sekunden zählen über 60 hinaus und erscheinen bald nur noch als Hieroglyphen.

Für die einwandfreie Funktion ist deshalb die richtige Arbeitsweise des Empfängers Voraussetzung. Wenn die Leuchtdiode am Empfänger-Ausgang pro Sekunde einmal blinkt (ohne zu zittern oder auszusetzen), ist dies ein Indiz für ordnungsgemäßen Empfang. Bei jedem Minutensprung überträgt der Computer die während der letzten 60 Sekunden gesammelte und decodierte Zeitinformation in die Anzeige. Empfangsstörungen während der Sekunden 0...20 und 50...58 bleiben ohne Auswirkung, sofern kein totaler Ausfall des Empfangs eintritt (während der genannten Zeiten wertet der Mikrocomputer die empfangenen Information nicht aus).

Wenn Ihr Gerät von dem hier beschriebenen Verhalten abweicht, sollten Sie systematisch und mit der nötigen Überlegung an die Fehlersuche herangehen. Nachfolgend geben wir Ihnen detaillierte Hinweise, mit deren Hilfe Sie etwaige Fehler einkreisen können.

Überprüfen der Grundfunktionen

Die bei weitem am häufigsten auftretenden Fehler kommen dort vor, wo man es für unter seiner Würde hält, nachzusehen. Das beginnt bei Bestückungsfehlern (falscher Bauteilwert, falsche Polung), setzt sich fort bei kalten Lötstellen und führt bis hin zu unbeabsichtigten Lötklecksen, die zu Kurzschlüssen im System führen.
Es ist daher unerläßlich, die Bestückung und sämtliche Lötstellen sorgfäl-

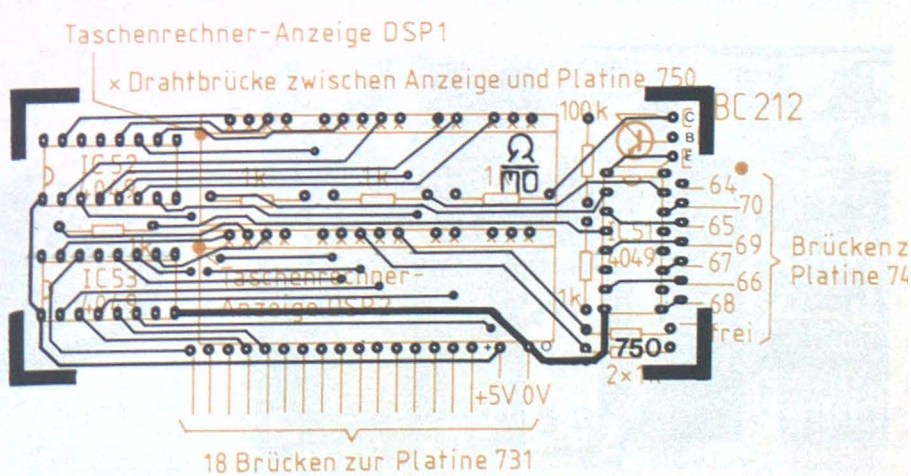


Bild 31. Bestückungsplan für die Anzeige-Platine

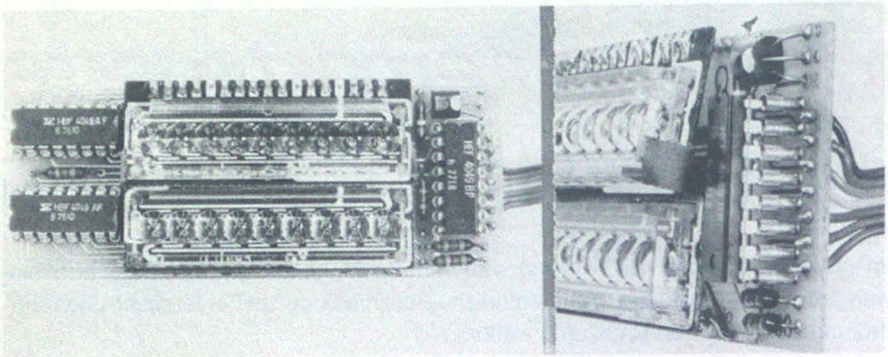


Bild 32. Die beiden Taschenrechner-Anzeigen werden geringfügig geneigt, um übereinander Platz zu haben

tig zu überprüfen. Wer dabei mit der Einstellung herangeht, daß sowieso kein Fehler vorliegt, wird mit Sicherheit auch keinen finden. *Wenn aber kein Fehler vorhanden wäre, würde die Schaltung arbeiten!* Unter diesem Gesichtspunkt sollte man den Aufbau betrachten, und sich selbst getrost auch einen „saudummen" Fehler zutrauen!

Der nächste Test gilt der Versorgungsspannung. Es ist zu prüfen, ob sie den Sollwert einhält (mit Abweichungen unter ± 5 %) und ob sie an *jeder* einzelnen IS anliegt, so wie es das

Empfängerprüfung

Zunächst ist festzustellen, ob der Aufbau des Empfängers fehlerfrei ist. Das 77,5-kHz-Empfangssignal steht mit ausreichender Amplitude erst am Demodulatorkreis (L 2/C 2) zur Verfügung. Am Testpunkt 1 (TP 1, Emitter von T 23) ist es noch stark verrauscht und hat eine Amplitude von 10...20 mV_{ss}, so daß eine zuverlässige Messung hier nur schwer möglich ist, an Pin 7 des IC 21 beträgt die Amplitude bereits 500...700 V_{ss}. Zur leichteren Überprüfung hier noch einige Gleichspannungspegel: 4,1 V an der Basis von T 22, 3,0 V an der Basis von T 24 und 1,5 V an Pin 13 von IC 21.

Wichtig ist die optimale Ausrichtung der Antenne (vgl. Abschnitt „Empfänger"). Sie sollte möglichst hoch angebracht sein und keine Störquellen (Leuchtstoffröhren, Fernsehgeräte, große Eisenteile) in der Nähe haben. Eine wesentliche Verbesserung des Empfangs kann sich ergeben, wenn man das Nullpotential der Schaltung (Masse) mit dem Netzstecker-Schutzkontakt verbindet.

Der feste Schwellwert für den Komparator (IS 22, Stift 3) ist mit dem Spannungsteiler auf rund 150 mV eingestellt. Dieser Wert setzt voraus, daß das Signal am anderen Eingang während der Sender-Austastlücken deutlich unter 150 mV liegt und bei vollem Träger deutlich darüber.

Unter Umständen kann bei extremen Empfangslagen eine Veränderung dieser Schwelle erforderlich werden. Eine Vergrößerung des 10-kΩ-Widerstandes erhöht den Schwellwert, und bei einer Verringerung des Widerstandes geht auch der Schwellwert herunter.

Es kann außerdem vorkommen, daß durch interne Unsymmetrien von IS 22 ausgangsseitig keine Pegeländerung erfolgt, obwohl dies von den Eingangssignalen her zu erwarten wäre. In diesem Fall ist *von einem* der Balance-Anschlüsse 4 oder 5 an IS 22 ein Widerstand von ca. 100 Ω gegen + 5 V zu legen; im Extremfall kann dieser Widerstand auch durch eine Drahtbrücke ersetzt werden. Die Verbindung von Pin 4 nach Masse muß dann natürlich erst aufgetrennt werden.

Prüfung des Digitalteils

Im Abschnitt „Mikroprozessor" sind bereits detaillierte Hinweise zur Überprüfung der DMA-Steuerung gegeben worden. Vergewissern Sie sich anhand von Bild 14, ob an *jedem* dort vermerkten Punkt das entsprechende Signal wiederzufinden ist. Die invertierten High-Impulse der Demultiplexer-Ausgänge müssen an den Katoden der Anzeige als L-Pulse zu verfolgen sein.

Die Signale zur Segmentansteuerung schalten sauber zwischen 0 und + 5 V hin und her. Sie dürfen sich nie häufiger als alle 520 µs ändern (1,9-kHz-DMA-Frequenz). Alle anderen Signale auf dem Daten- und Adreßbus sehen grausig aus, wenn man sie mit dem Oszillografen betrachtet. Sie schwanken irgendwo in der Gegend von 0,5...3 V, und von sauberem Rechteck ist hier keine Rede mehr. Lassen Sie sich hierdurch nicht beirren, denn während des DMA-Verkehrs schalten diese Leitungen in den hochohmigen Zustand, und statt digitaler 0- oder 1-Pegel sieht man dann Entladekurven von RC-Gliedern.

Wenn sich in der Anzeige so viel „tut", daß jede Sekunde eine Änderung eintritt, die allerdings nicht sinnvoll aussieht, kann durchaus ein Fehler im PROM vorliegen. Dies ist wohlgemerkt *äußerst unwahrscheinlich*, solange man nicht brutal mit statischen Aufladungen (oder schlimmerem) an die zierlichen PROM-Beinchen herange-

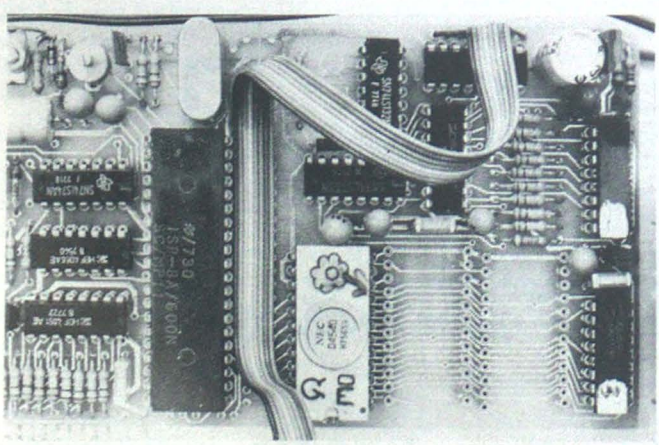


Bild 33. Ein 7adriges Flachbandkabel stellt die Verbindung zwischen DMA-Latch und Segmenttreibern her

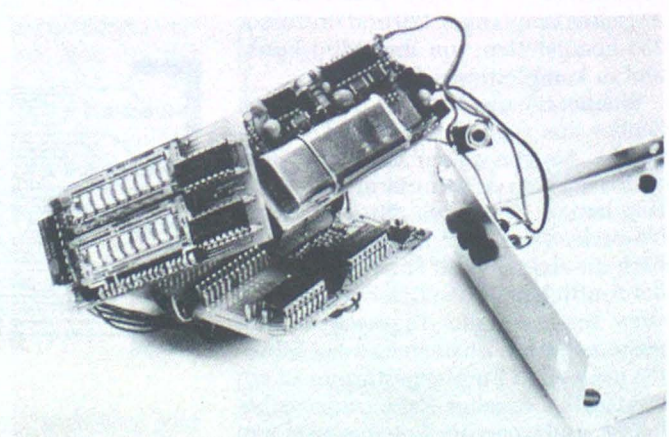


Bild 34. Durch die Sandwich-Bauweise lassen sich die vier Platinen so anordnen, daß sie im FUNKSCHAU-Mini-Gehäuse Platz finden

gangen ist. In diesem Fall ist eine Neuprogrammierung erforderlich, und das PROM muß dazu eingeschickt werden (auf leitender Unterlage z. B. Alufolie).

In der Hamburger Vertriebszentrale für die FUNKSCHAU-Mini-Geräte ist ein Service-Betrieb eingerichtet worden, der eigens für Reparaturen an Mini-Bausätzen zuständig ist. Wenn Sie nach sorgfältiger Prüfung aller hier gegebenen Ratschläge der Meinung sind, daß Ihr Bausatz nicht zum Funktionieren zu bringen ist, können Sie sich an diese Service-Zentrale wenden. Voraussetzung für eine Bearbeitung ist natürlich, daß das Gerät reparaturfähig aussieht und nicht in einem Meer von verschmierten Lötklecksen untergeht!

Literatur

[1] Gößler, R.: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] Gößler, R.: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] Gößler, R.: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] Gößler, R.: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] Gößler, R.: Vollautomatisches Digitalmultimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] Gößler, R.: Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 299...303.

[7] Gößler, R.: Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 303...305.

[8] Gößler, R.: Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb. FUNKSCHAU 1978, H. 8, S. 365...368 und H. 9, S. 428...430.

[9] Bundesgesetzblatt Nr. 42/1978 vom 31.7.1978: Gesetz über die Zeitbestimmung (Zeitgesetz-ZeitG) vom 25. Juli 1978.

[10] Hobbycomputer. Sonderheft der ELO, FUNKSCHAU und ELEKTRONIK. FRANZIS-Verlag, München 1978.

[11] DIN 1355. Zeit, Kalender, Wochennumerierung, Tagesdatum, Uhrzeit. Beuth-Verlag GmbH, März 1975.

[12] Hetzel, P. und Rohbeck, L.: Digitale Anzeige der vom Sender DCF 77 verbreiteten Amtlichen Zeit. FUNKSCHAU 1974, H. 19, S. 727...730.

[13] Werner, H.: Mikrocomputer. Eine kleine Einführung. Fortsetzungsreihe, beginnend in FUNKSCHAU 1978, H. 21, S. 1038.

[14] Gößler, R.: Dem Mikrocomputer aufs Bit geschaut. Einführungsreihe, beginnend in ELO 1978, H. 9, S. 40.

[15] Gößler, R.: Einführung in die Mikrocomputer-Programmierung. ELEKTRONIK 1977, H. 6, S. 64...70; H. 7, S. 53...58; H. 8, S. 67...74 und H. 9, S. 71...78.

[16] Gößler, R.: Mikroprozessor SC/MPII (ISP-8A/600). Arbeitsblatt 116. ELEKTRONIK 1979, H. 3, S. 81...82.

[17] SC/MP-Programmier- und Assembler-Handbuch. Handbuch der Firma National Semiconductor (in deutsch). August 1976.

[18] Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen. Nr. 34 1978 vom 20.3.1978: Vfg 287/1978. Allgemeine Genehmigung zum Errichten und Betreiben von Empfangsfunkanlagen für den Empfang von Normalfrequenz- und Zeitzeichensendungen.

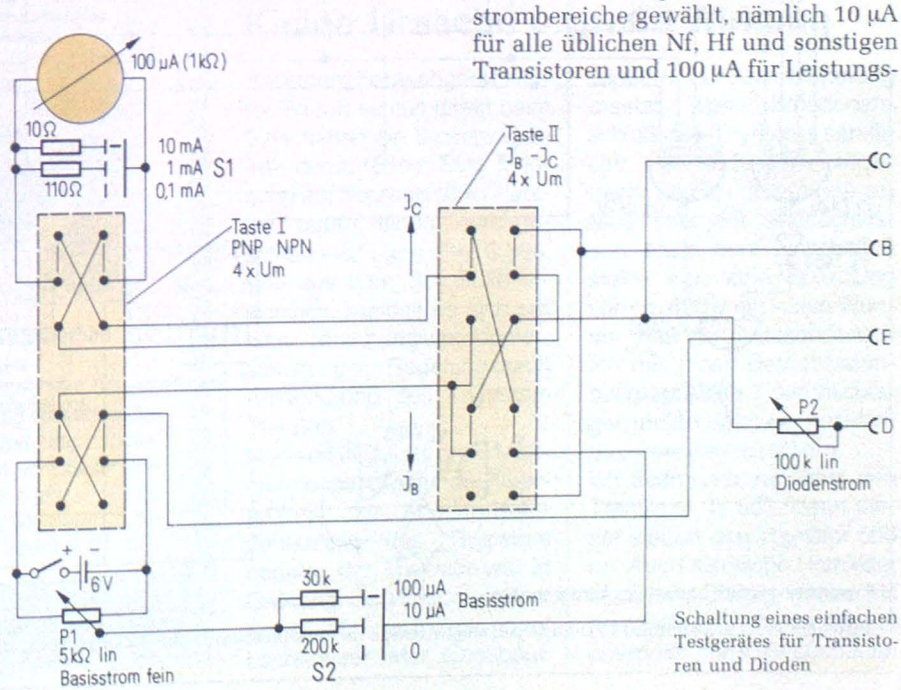
Transistoren- und Dioden-Tester

Mit einem Mikroamperemeter und einigen wenigen Bauteilen läßt sich ein praktisches Testgerät für die Überprüfung von Transistoren und Dioden aufbauen. Mit diesem Gerät sind folgende Messungen möglich:

1. Messung des Kollektor-Emitter-Reststromes;
2. Messung des Kollektorstromes bei Basisströmen von 10...100 µA;
3. Messung der statischen Stromverstärkung;
4. Messung des Rest- und Durchlaßstromes von Dioden.

Taste I dient zur Umschaltung für PNP- und NPN-Transistoren. Mit Taste II wird das Meßinstrument wahlweise in den Basis- bzw. Kollektorkreis des Prüflings gelegt. Es sind drei Meßbereiche vorgesehen, nämlich 0,1/1/10 mA, die mit dem Stufenschalter S 1 eingestellt werden. Die Bereiche 0/10/100 µA für den Basisstrom sind mit S 2 wählbar. Mit dem Potentiometer P 2 kann der Strom in Sperr- bzw. Flußrichtung einer zu prüfenden Diode eingeregelt werden. P 1 dient zur genauen Einstellung des Basisstromes. Außerdem läßt sich sehr gut die Änderung des Kollektorstromes und damit die Stromverstärkung bei verschiedenen Werten des Basisstromes beobachten.

Bei der Prüfung eines Transistors geht man folgendermaßen vor: Taste I auf den jeweiligen Transistortyp stellen, Taste II auf Kollektorstrommessung schalten, Schalter S 2 auf 0, womit gleichzeitig der Basiskreis geöffnet wird; Meßinstrument-Bereich 10 mA, Batterie einschalten, dabei auf das Instrument achten (Gefahr der Überlastung bei einem evtl. Schluß des Prüflings), sonst Bereich 0,1 mA einstellen. Der dabei angezeigte Wert ist der Kollektor/Emitter-Reststrom bei offener Basis. Zur Messung der statischen Stromverstärkung werden zwei Basisstrombereiche gewählt, nämlich 10 µA für alle üblichen Nf, Hf und sonstigen Transistoren und 100 µA für Leistungs-



Schaltung eines einfachen Testgerätes für Transistoren und Dioden

transistoren. Zwecks Durchführung dieser Messung Taste II auf „Basisstrom" stellen, Schalter S 2 auf den entsprechenden Bereich schalten und den angezeigten Basisstrom mit P 1 genau auf 10 bzw. 100 µA einregulieren. Instrument auf 10 mA-Bereich einstellen, Taste II auf „Kollektorstrommessung" zurückschalten.

Der Stromverstärkungsfaktor errechnet sich bekanntlich nach der Formel $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

Das bedeutet, daß der angezeigte Wert I_C in mA durch den Basistrom dividiert werden muß. Bei Basisströmen von 10 bzw. 100 µA bedarf es keiner großen Rechnung. Ein Beispiel: $I_B = 10$ µA, angezeigter Wert $I_C = 2$ mA = 2000 µA, also 2000 : 10 = 200, demnach Stromverstärkung 200. Man kann auch den abgelesenen Wert in mA mit 100 multiplizieren. Ist bei Leistungstransistoren ein Basistrom von 100 µA eingestellt worden, braucht der Wert des Kollektorstromes in mA nur mit 10 zu multiplizieren. Einfacher geht es nicht mehr!

Ernst Nieder

Schaltungskniff

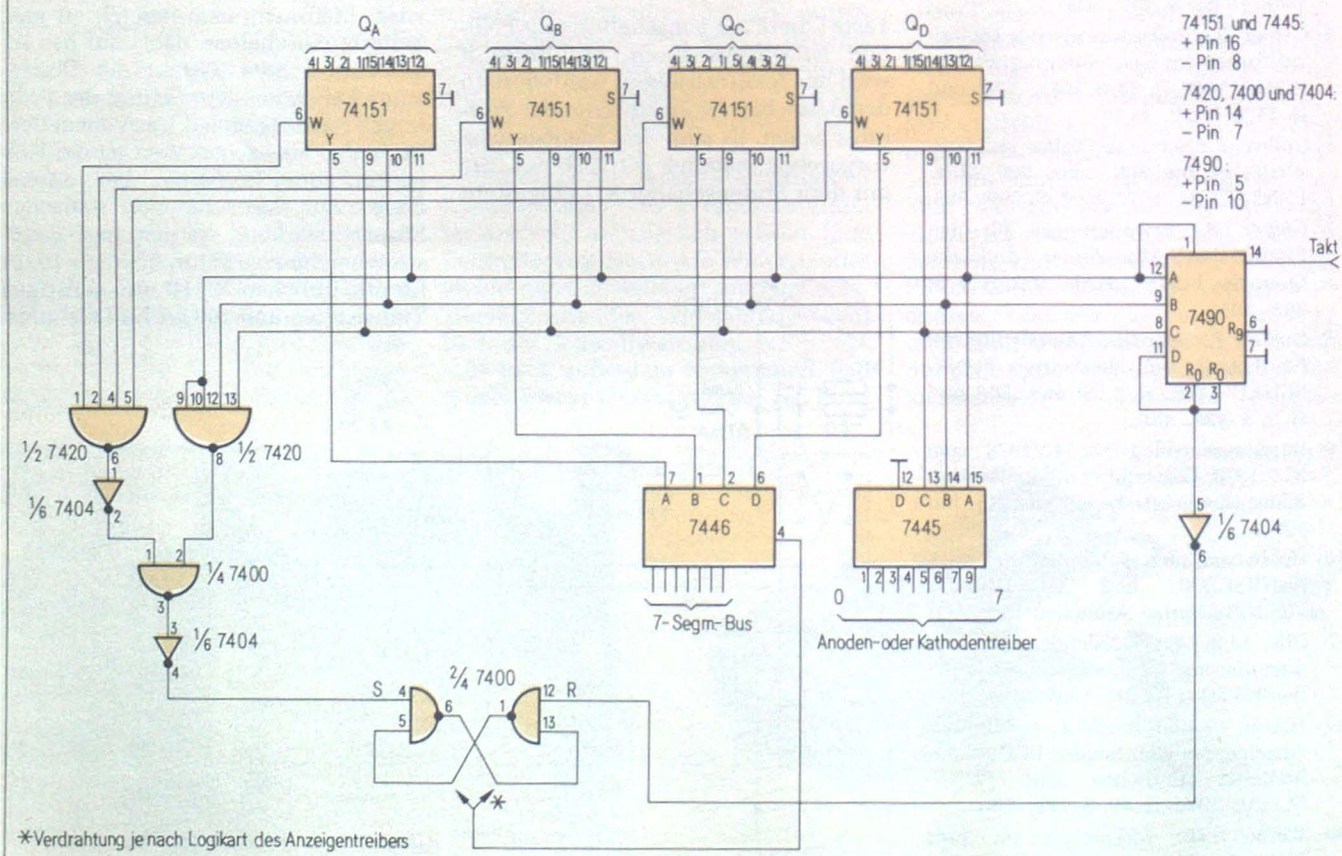
Multiplex-Anzeige mit Vornullen-Unterdrückung

Die meisten heute erhältlichen Rechner-Anzeigen (mehrstellige LED-Displays) sind so verdrahtet, daß sie sich nur im Multiplex-Betrieb ansteuern lassen, weil alle gleichen Segmente der einzelnen Stellen parallelgeschaltet sind, um Anschluß-Pins und damit Kosten zu sparen.

Ein Nachteil des Verfahrens ist leider, daß die Unterdrückung führender Nullen per Hardware schwierig zu realisieren ist. Die im *Bild* gezeigte Schaltung stellt eine 8 x 4-bit-Information auf einer achtstelligen Multiplex-Anzeige dar, wobei es sich um den Hexadezimal- oder Dezimal-Code handeln kann. Die vier Multiplexer 74151 bilden das Kernstück der Schaltung; sie verteilen die Information auf die gewünschte Stelle. Zur Ansteuerung der einzelnen Stellen dient ein Zähler zusammen mit einem Dezimaldecoder; wegen der hohen Taktfrequenz ergibt sich für das Auge ein stehendes Bild.

Die Nullenunterdrückung funktioniert folgendermaßen: An den invertierten Ausgängen der Mulitplexer wird abgefragt, ob eine Null anliegt. Außerdem wird der Zählerstand überprüft, ob gerade die achte (letzte) Stelle angezeigt wird, denn sie soll ja auf jeden Fall leuchten und von der Nullenunterdrückung ausgenommen werden. Ein RS-Flipflop „merkt" sich, ob eine Stelle nicht Null war und schaltet den Rest der Anzeige dann dauernd ein.

Hans Kurscheidt



Ansteuern einer achtstelligen LED-Siebensegment-Anzeige im Multiplexbetrieb mit Unterdrückung führender Nullen

Ing. (grad.) Heinrich Siggemann

LCD-Multimeter für Gleich- und Wechselstrom

Die folgende Bauanleitung ermöglicht den Aufbau eines kleinen Multimeters mit digitaler Flüssigkristall-Anzeige, mit dem sich Gleich- und Wechselströme und -spannungen bis etwa 100 kHz sowie Widerstände bis 2 MΩ messen lassen. Dank des geringen Stromverbrauches sind mit einer kleinen 9-V-Batterie 150 Betriebsstunden möglich.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des LCD-Multimeters. Es ist um das IC 7106 (Intersil/Spezial-Elektronik, München) aufgebaut. Es enthält sämtliche Funktionsgruppen und arbeitet nach dem bewährten Dual-Slope-Verfahren mit automatischem Null-Abgleich. Die Referenzspannung ist sehr stabil ($< 100 \cdot 10^{-6}$/°C), da die thermische Belastung des IC durch die fast leistungslose LCD-Anzeige sehr gering ist. Sie liegt an den Stiften 1 und 32 (ca. 2,8 V). An den Stiften 38 bis 40 wird die Taktfrequenz eingestellt (40 kHz für 100 ms Integrationszeit). Das IC 4016 dient zur Umschaltung von der internen Referenz auf ratiometrische Messung.

Die LCD-Anzeige muß mit Wechselspannung (ca. 100 Hz) betrieben werden. Daher müssen die Dezimalpunkte über Exclusiv-Oder-Gatter angesteuert werden. Stift 21 liefert die Wechselspannung.

Bei Gleichspannungsmessungen ist der eigentliche Digitalvoltmeter-Baustein über den Eingangsteiler mit dem Meßobjekt verbunden. Bei Wechselspannungsmessungen ist es wichtig, daß der Eingangsteiler frequenzkompensiert ist, da nur so ein Frequenzbereich bis 100 kHz bei gleichbleibender

Unterspannungsanzeige

Festspannungsregler sind zur Stromversorgung elektronischer Schaltungen sehr beliebt. Wegen der internen Strombegrenzung nehmen sie Überlastung oder zu hohe Stromentnahme nicht gleich übel. Allerdings kann die angeschlossene Schaltung einen undefinierten Betriebszustand einnehmen, wenn, oft unbemerkt, der Strom zu hoch ist und die Spannung den Nennwert unzulässig unterschreitet. Ein Widerstand zur Stromabfrage erzeugt zusätzlich Verlustleistung. Die hier gezeigte Spannungsüberwachung benötigt nur eine sehr geringe Betriebsleistung und ist wegen der abknickenden Kennlinie des Spannungsreglers gleichzeitig eine empfindliche Überstromanzeige.

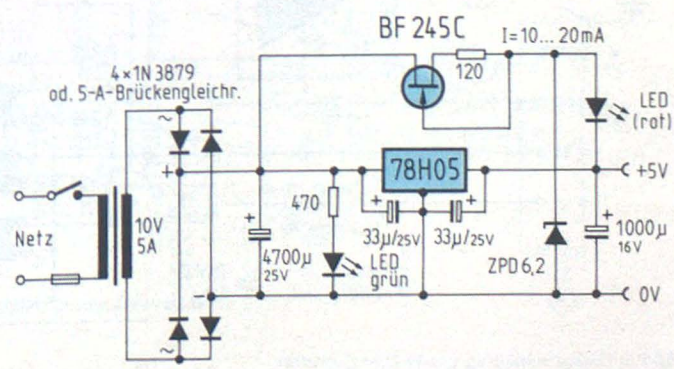
Die im *Bild* dargestellte Stromversorgung dient zur Speisung eines größeren µC-Systems. Es ist für 5 V/5 A ausgelegt. Die Gleichrichtung, die Siebung und der Anschluß des ICs erfolgt in der üblichen Weise, wobei wegen des hohen Stroms auf richtige Leitungsführung und gute Kühlung geachtet werden sollte.

Die Spannungsüberwachung besteht aus dem FET, der LED und der Z-Diode. Die Z-Spannung muß etwa 1,1...1,2 V über der Nennspannung des Reglers liegen. Durch den als Konstantstromquelle geschalteten FET fließt ein Strom in die Dioden, der im Normalzustand vollständig von der Z-Diode übernommen wird, weil eine rote LED erst bei etwa 1,4 V zu leiten beginnt. Beim Unterschreiten der Ausgangsspannung um nur einige 100 mV übernimmt die LED den Konstantstrom und beginnt zu leuchten.

Die Dimensionierung der im Bild gezeigten Spannungsüberwachungs-Schaltung kann für alle 5-V-Versorgungen benutzt werden. Der FET muß ein I_{DSS} von 10...20 mA aufweisen und die Z-Spannung sollte nicht sehr weit von 6,2 V abweichen (evtl. beide Teile ausmessen oder mehrere Exemplare ausprobieren). Wenn keine rote LED, sondern eine gelbe oder grüne genommen wird, muß die Z-Spannung etwa 0,5...0,8 V höher liegen.

Bei Regler-ICs mit anderen Ausgangsspannungen muß nur der Wert der Z-Spannung entsprechend gewählt werden.

Ing. (grad.) Peter von Bechen



Einfache Stromversorgung für 5 V/5 A mit Überlastanzeige

Genauigkeit erreicht werden kann. Mit Koppelkondensatoren werden Gleichanteile bei Wechselspannungsmessungen abgetrennt.

Bei Gleichstrommessungen liegen die Eingangsklemmen an einer Anzapfung der Teilerkette. Die Überlastsicherheit ist hier vor allem durch die Belastbarkeit der Teilerwiderstände begrenzt. Bei Wechselstrommessungen ist eine Frequenzkompensation des Teilers wegen der kleinen Widerstandswerte nicht erforderlich.

Die Widerstandsmessung erfolgt ratiometrisch, d. h. durch Messen des Verhältnisses der Spannungsabfälle an R 12...16 und RX.

Mit S 1 wird der Meßbereich und der Dezimalpunkt umgeschaltet, mit S 2 die Meßart ausgewählt. Im Muster

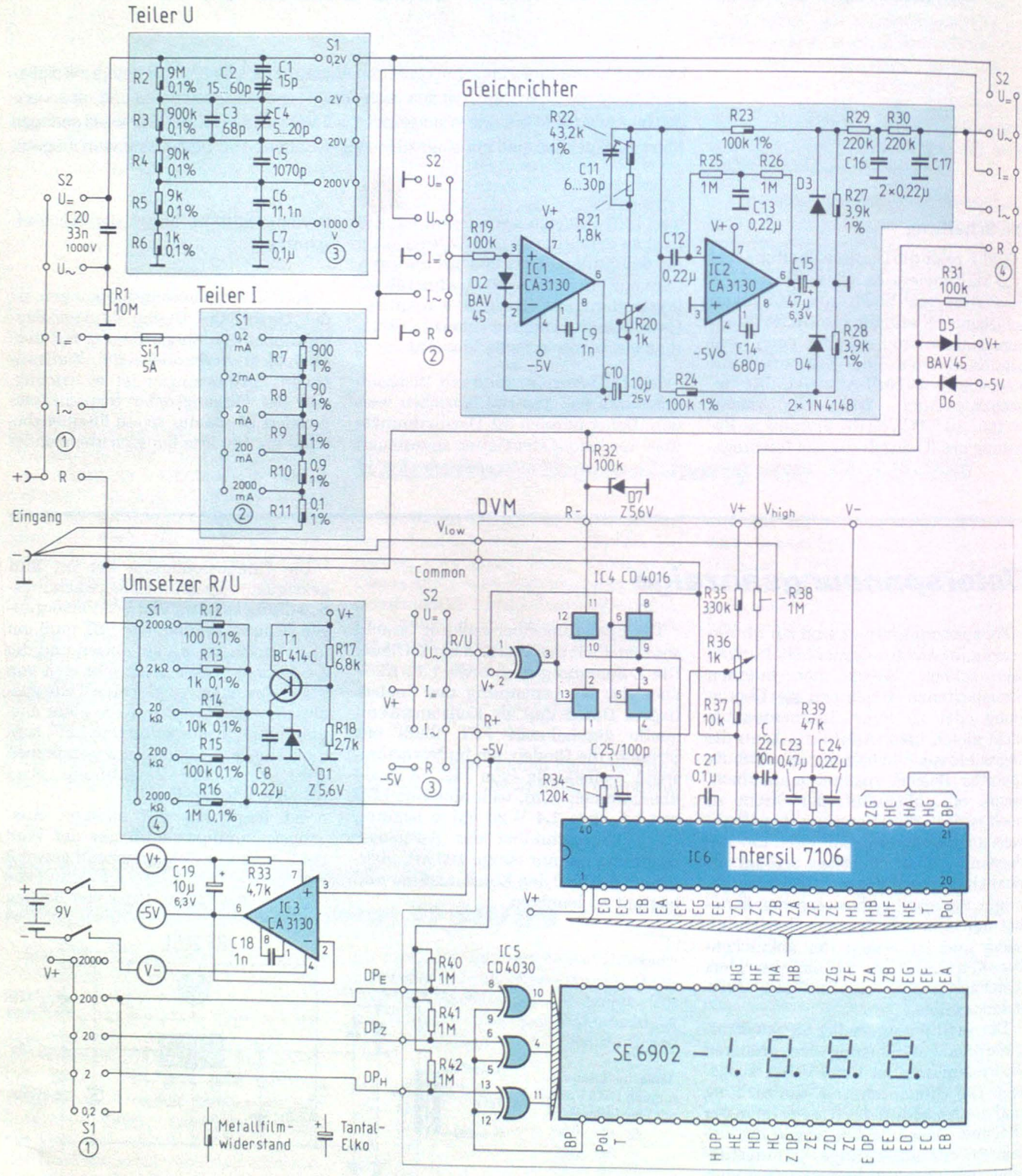


Bild 1. Gesamtschaltung des LCD-Multimeters

wurden Schalter der Firma ELMA, München, verwendet.

Im Gleichrichter bildet R 19 zusammen mit der „Picoampere-Diode" BAV 45 und den integrierten Dioden des OP den Überlastungsschutz. Die Dioden belasten den Spannungsteiler nicht, da sie im Normalbetrieb spannungslos sind. IC 1 dient als Impedanzwandler. IC 2 wirkt als Einweggleichrichter. Daher muß die Verstärkung dieser Stufe 2,22 betragen. Ein- und Ausgang von IC 2 sind durch Kondensatoren abgetrennt, so daß die Offsetspannung des IC nicht zum DVM gelangen kann. Mit C 11 wird der Frequenzgang des Gleichrichters kompensiert.

Bei höheren Frequenzen fehlen einige Digit, d. h. es wird eine gewisse Spannung benötigt, ehe ein Meßwert angezeigt wird. Dies liegt an der zu niedrigen Grenzfrequenz von IC 2. Ein anderer OP würde aber den Stromverbrauch stark erhöhen.

Den Überlastungsschutz für die Bereiche U=, I= und R bewirken R 31, D 5 und D 6. Die stabilisierte Spannung des DVM –5 V besitzt einen Innenwiderstand von ca. 500 Ω. Durch IC 3 wird sie niederohmig und speist den Gleichrichter. Der Emitterfolger (T 1) erzeugt eine Spannung von ca. 0,3 V für die Widerstandsmessung.

Aufbau

Bild 2 zeigt die Platine des Digitalvoltmeter-Bausteins und *Bild 3* den dazugehörigen Bestickungsplan. Der Aufbau von Gleichrichter und Teilerketten geht aus den *Bildern 4* und 5 hervor.

Die Leiterplatte für das Digitalvoltmeter ist nur kritisch im Bezug auf Kriechströme. 10 pA(!) Offsetstrom werden schon angezeigt. Die Platine ist so ausgelegt, daß empfindliche Leitungen beiderseits mit Leiterbahnen von Null-Potential abgeschirmt werden.

Die Platine mit dem Gleichrichter und den Teilerwiderständen muß dagegen in ein Gehäuse eingebaut werden, um die Wechselstromfelder abzuschirmen. Beim Mustergerät beträgt die Einstreuung nur noch ca. 1 mV, was sich also nur im empfindlichsten Wechselspannungsbereich auswirkt.

Außerdem muß der Gleichrichter durch eine Wand von den Teilerwiderständen getrennt werden, da sonst der frequenzkompensierte Spannungsteiler nicht mehr korrekt arbeiten kann. Um die Metallabschirmung muß ein isolierendes Gehäuse gebaut werden, da die Abschirmung bei Falschpolung Spannung führt (Berührungsgefahr).

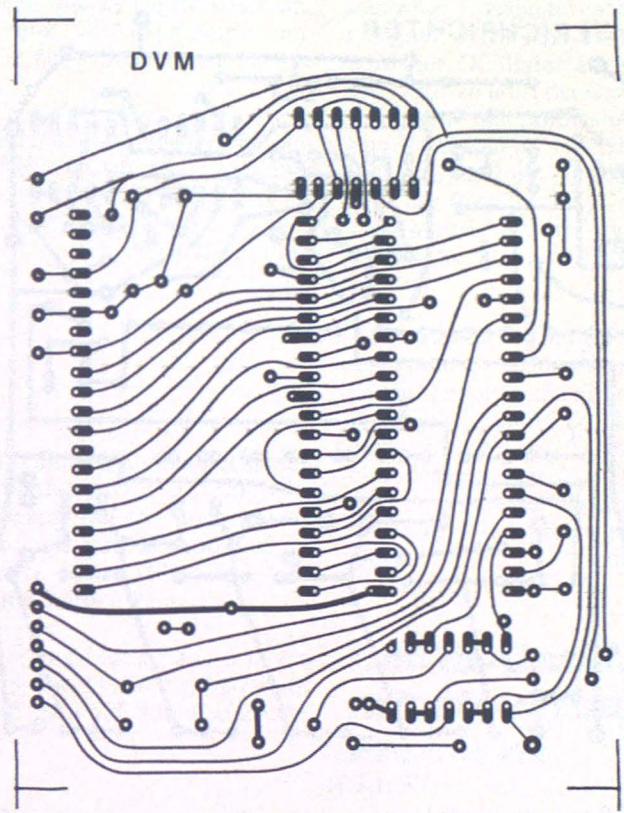


Bild 2. Platine für das Digitalvoltmeter-Modul

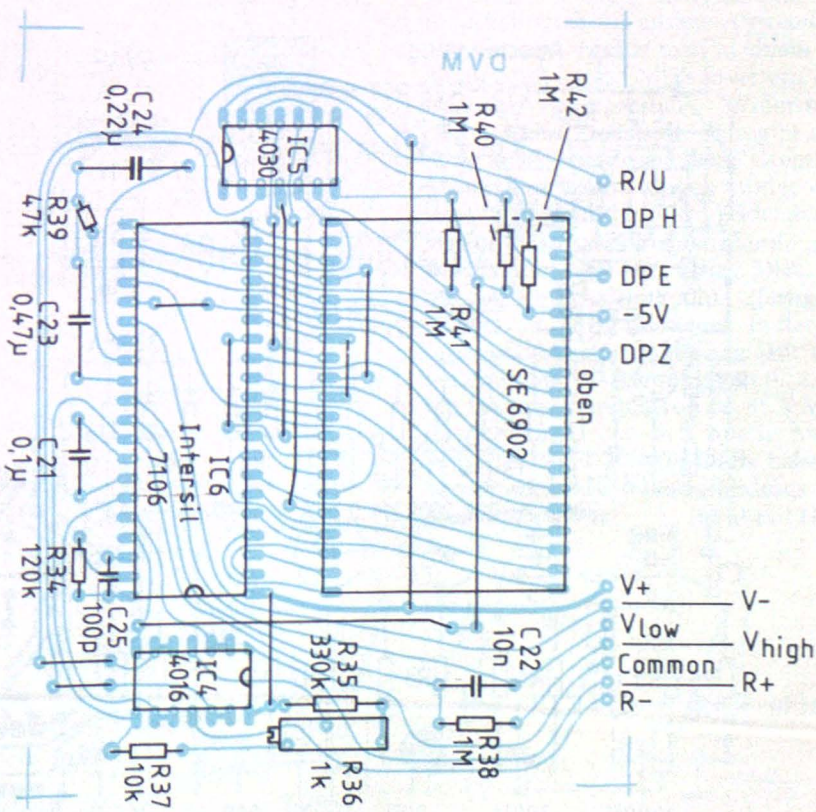


Bild 3. Bestückungsplan für den DVM-Baustein

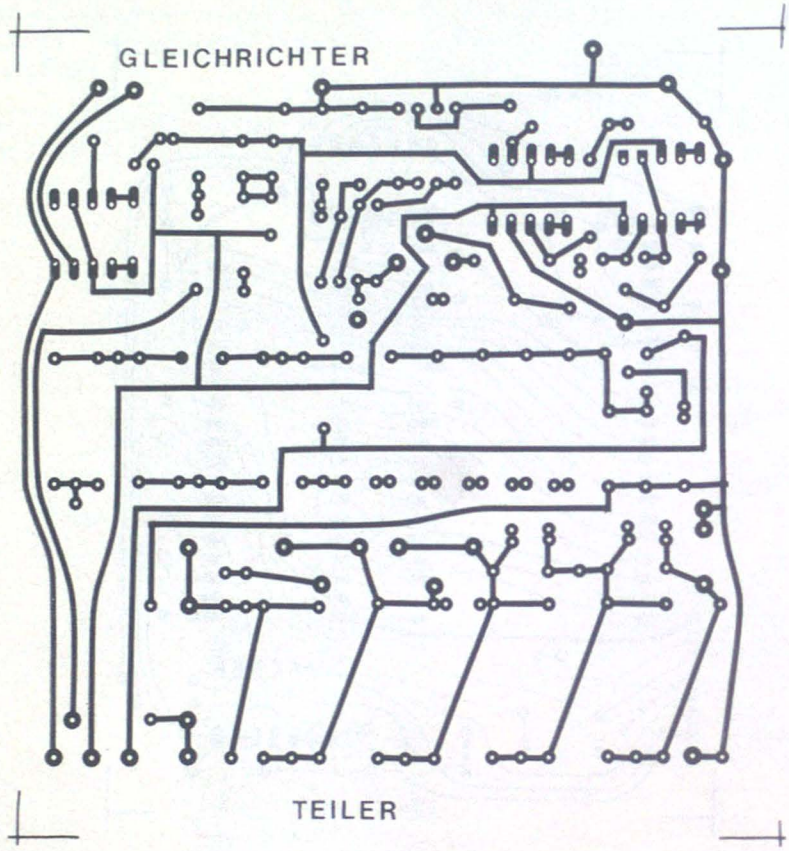


Bild 4. Platine für den Wechselspannungs-Teil und den frequenzkompensierten Eingangsteiler

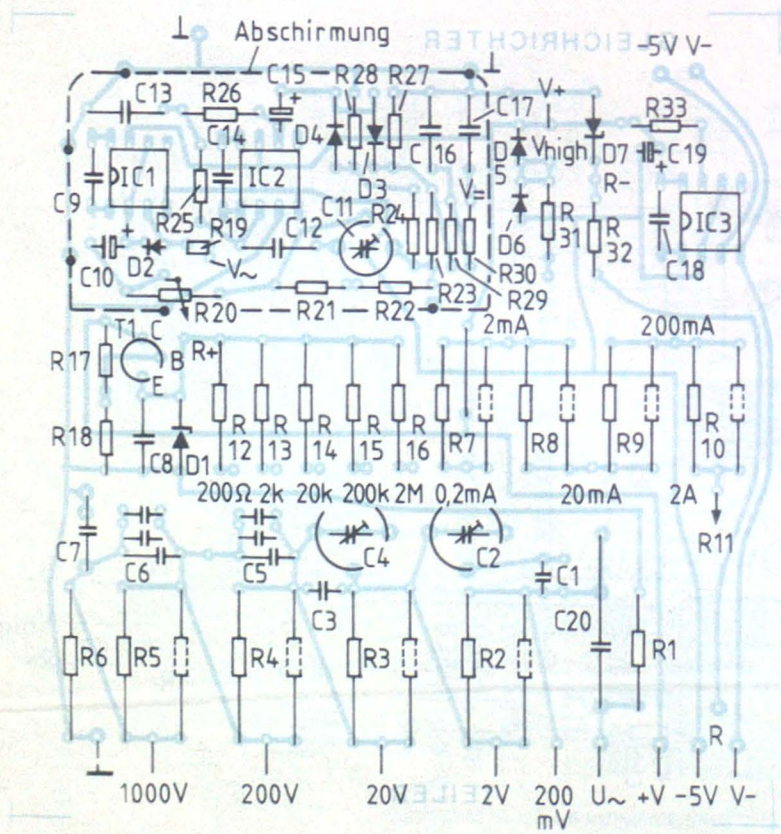


Bild 5. Bestückungsplan für den Eingangsteil

Abgleich

Das DVM wird mit R 36 abgeglichen (Meßbereich 0,2 V DC), der Gleichrichter mit R 20 abgeglichen (Meßbereich 0,2 V Wechselspannung, 50 Hz). Anschließend wird mit C 11 bis 20 kHz der Frequenzgang des Gleichrichters abgeglichen. Im Spannungsteiler wird der Wechselspannungs-Bereich 20 V mit C 2 und der Bereich 2 V mit C 4 abgeglichen (eventuell wiederholen). C 5 bis C 7 sollen relativ zueinander nicht mehr als 1 % abweichen.

Operationsverstärker mit FET-Eingang

Die Operationsverstärker teilen wir hinsichtlich der Größe ihres Eingangswiderstandes in drei Gruppen ein:

a) bipolarer Eingang:

$R_E \approx 200\,k\Omega ... 800\,k\Omega$

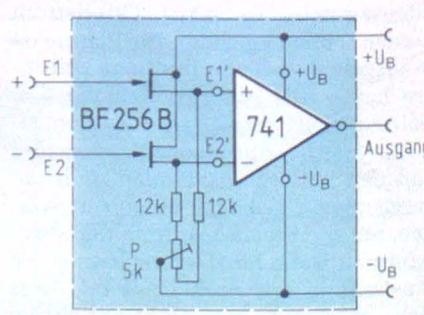
b) bipolarer Darlington-Eingang:

$R_E \approx 3\,M\Omega ... 10\,M\Omega$

c) FET-Eingang:

$R_E \approx 10^{12}\,\Omega$

Für manche Anwendungen ist ein Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand von Nutzen – nur ist er nicht immer zur Hand. Mit universellen Typen wie dem 741 und zwei Feldeffekttransistoren BF 256 läßt sich ein



So entsteht aus einem 741 ein hochohmiger FET-Operationsverstärker

„hybrider" FET-Operationsverstärker nach der Schaltung in *Bild 1* aufbauen.

Die Transistoren T 1 und T 2 bilden den hochohmigen Eingang als Sourcefolger. Durch die vorliegende Schaltung verkleinert sich der Eingangs-

Aussteuerbereich um das Sourcespannungspotential von ca. 1,7 V. Das bedeutet, daß ein ursprünglicher Aussteuerbereich von beispielsweise ±10 V nur noch ±8,3 V beträgt.

Die Slew-rate wird von dieser Schaltung nicht beeinflußt. Möglichst sollten FETs mit gleichen statischen Daten gewählt werden. Das bedeutet möglichst gleiche Sourcespannungen in der Schaltung. Differenzen beider Sourcespannungen an den Punkten E_1, und E_2, werden mit dem Potentiometer P so ausgeregelt, daß bei kurzgeschlossenen Eingängen E_1 und E_2 gegen Masse am Ausgang eine Gleichspannung von Null Volt – gegen Masse gemessen – entsteht.

Der zusätzliche Strombedarf der beiden Feldeffekttransistoren – gegenüber dem Ruhestrom des OP-Amp von ca. 5 mA – beträgt rund 1,5 mA.

Dieter Nührmann

Hexadezimal-Tastatur

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung decodiert eine Tastatur aus max. 16 Tasten. Wenn eine Taste gedrückt wird, erscheint ihr binäres Äquivalent an den vier Datenleitungen A...D, und der Strobe-Ausgang liefert einen kurzen Impuls, der z. B. zur Datenübernahme in ein Latch (4-bit-D-Flipflops 7475 o. ä.) benützt werden kann.

Die Schaltung besteht aus nur vier TTL-Bausteinen. Ein Binärzähler (7493) läuft dauernd durch, und sein 4-bit-Ausgangssignal treibt einen Decoder (74154). Er legt an jeden seiner sechzehn Ausgänge nacheinander ein L-Signal. Wird eine Taste betätigt, so wird der Oszillator angehalten. Prellt die Taste, so läuft der Oszillator weiter; erst wenn ein prellfreier Kontakt zustandegekommen ist, fällt das Monoflop im 74122 ab. Am Strobe-Ausgang geht der Pegel so lange auf L, wie die Taste gedrückt bleibt, und zeigt an, daß die Daten jetzt übernommen werden können.

Die gesamte Schaltung findet auf einer kleinen Platine Platz (*Bild 2*). Das Layout enthält auch gleich den Bestükkungsplan. Das Prinzip kann natürlich auch für größere Tastenfelder übernommen werden. Als Tasten eignen sich – wegen der elektronischen Entprellung – auch preiswerte Ausführungen.

Lothar Theobald

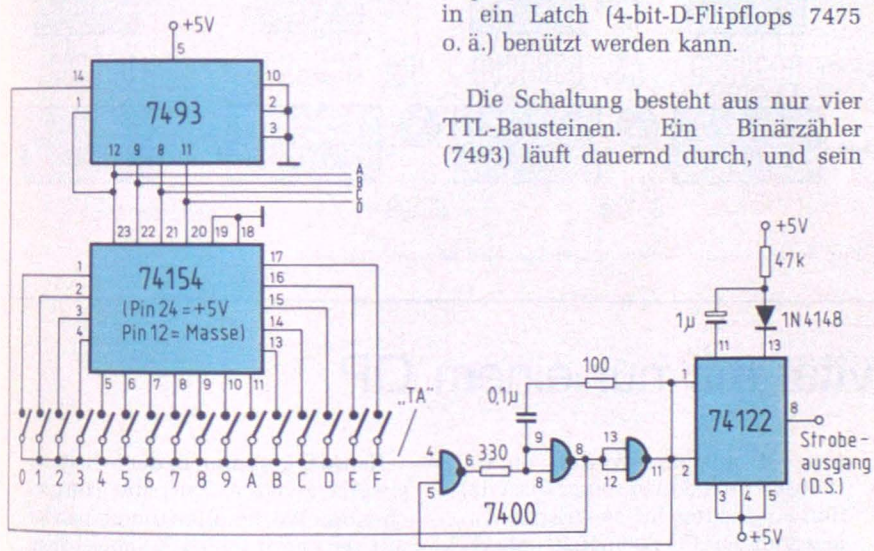


Bild 1. Wird eine der 16 Tasten gedrückt, so produziert diese Schaltung einen „Strobe"-Impuls und legt das binäre Äquivalent der Taste an die vier Daten-Ausgangsleitungen A...D

CMOS-Oszillator mit steuerbarer Frequenz

Die Schaltung im *Bild* wurde ursprünglich als Hauptoszillator für eine elektronische Orgel entwickelt, ist aber natürlich auch für andere Anwendungen geeignet. Ersetzt man in einem Oszillator mit zwei CMOS-Invertern den frequenzbestimmenden Widerstand durch einen Transistor, so ergibt sich eine relativ niedrige obere Grenzfrequenz. Durch Hinzufügen zweier weiterer Gatter und dreier Widerstände konnte diese Grenzfrequenz verdoppelt werden und liegt jetzt über 2 MHz. Damit ist die Schaltung auch „fertigen" VCOs (z. B. 4046) überlegen. In der angegebenen Dimensionierung läßt sich bei einer Steuerspannung von 0...2,5 V ein Frequenzbereich von ca. 1...2 MHz überstreichen, der sich durch Änderung des 24-pF-Kondensators beliebig verschieben läßt – hier allerdings nur noch nach unten.

Bernhard Horn

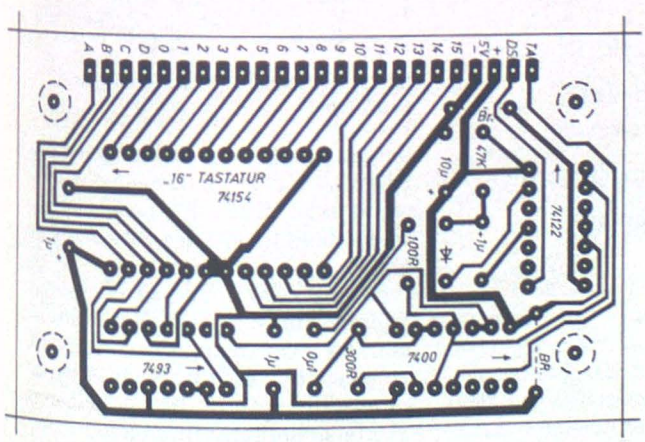
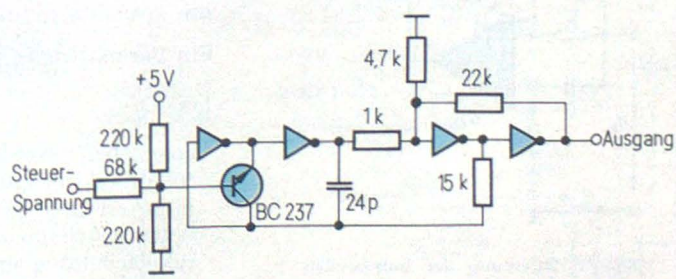


Bild 2. Layout einer passenden Platine; sie enthält auch gleich die notwendigen Angaben zur Bestückung



Aus vier der sechs in einem 4049 integrierten Inverter läßt sich ein VCO (voltage controlled oscillator) aufbauen

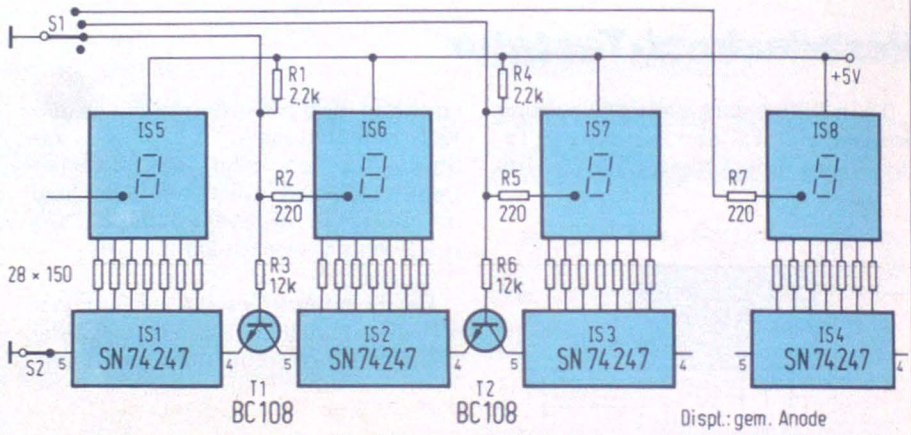
Schaltungskniffe

Dezimalpunktabhängige Nullenunterdrückung

Bei vielen mehrstelligen Siebensegmentanzeigen wird die Unterdrückung von führenden Nullen als angenehm empfunden. Daher ist sie bei den meisten Anzeigedecodern (z. B. 74247) vorgesehen. Der Ausgang RBO (Pin 4) eines Decoders wird dazu mit dem Eingang RBI (Pin 5) der niederwertigen Stelle verbunden.

Wenn ein variabler Dezimalpunkt erforderlich ist, stört die Unterdrükkung der Nullen hinter dem Punkt. Es wird z. B. beim Einschalten der Dezimalpunkt-LED der IS 6 über den Schalter S 1 der Transistor T 1 gesperrt (*Bild*). Dadurch setzt er die Nullenunterdrückung der IS 2 und 3 außer Betrieb. Falls ausnahmsweise alle Nullen angezeigt werden sollen (z. B. bei Überlauf), kann der Schalter S 2 geöffnet werden. Die vierte Stelle (IS 4) bekommt kein Unterdrückungssignal (RBI = High), so daß die Anzeige niemals völlig dunkelgesteuert wird. Die Widerstände R 1 und R 4 sorgen dafür, daß die LEDs der IS 5 und IS 6 nicht vom Basisstrom durchflossen werden, der ein leichtes Glimmen verursachen würde. Selbstverständlich kann diese Schaltung auf beliebig viele Stellen erweitert werden.

Peter Pagel



Hier werden nur die Nullen vor dem variablen Dezimalpunkt unterdrückt

Künstliche Induktivität mit nur einem OP

Gelegentlich findet man in Fachzeitschriften Veröffentlichungen über Möglichkeiten der künstlichen Nachbildung von Induktivitäten (wie auch unlängst in der FUNKSCHAU 1979, Heft 7); hierbei werden meist zwei Operationsverstärker als aktive Bauelemente verwendet. Ich möchte nun auf eine andere Möglichkeit hinweisen. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung kommt mit einem OP aus und wurde von Dr. Hadrian im Rahmen seiner Dissertation am Institut für elektrische Anlagen an der TU Wien 1970 entwikkelt. Es kann gezeigt werden, daß für diese Schaltung – unter Verwendung der komplexen Schreibweise mit

$$\underline{U} \cdot \exp(j\omega t),\ i = \underline{I} \cdot \exp(j\omega t)$$

– gilt:

$$\underline{U}_e = \underline{I}^* \cdot j\omega C \cdot R \cdot R^*$$

Daraus ist ersichtlich, daß

$$C \cdot R \cdot R^* = L$$

die gesuchte Induktivität darstellt.

Ein Verluststrom kann mit

$$\underline{I}_v = \frac{\underline{U}_e}{R}$$

angegeben werden. Das Ersatzschaltbild der Induktivitätsnachbildung ist in *Bild 2* dargestellt. Es handelt sich um eine scheinbare Parallelschaltung einer idealen Induktivität mit einem Verlustwiderstand.

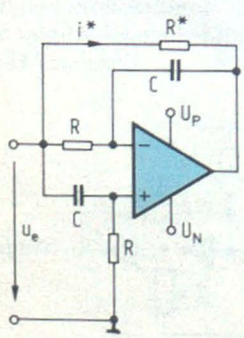


Bild 1. Schaltung der Induktivitäts-Nachbildung mit nur einem OP

R und C kommen in der Schaltung jeweils zweimal vor; die entsprechenden Werte sollen untereinander nur sehr gering (≦ 1 %) abweichen, um den Einfluß auf die Güte klein zu halten. R sollte möglichst groß, R* dagegen klein sein. Dabei liegen die Grenzen für R im Eingangswiderstand (≫ R), die für R* im Ausgangswiderstand (≪ R*) des verwendeten Operationsverstärkers.

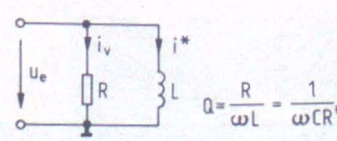


Bild 2. Ersatzschaltbild der künstlichen Induktivität

Es sind zwar nicht so große Güten wie bei Induktivitäts-Nachbildungen mit zwei Operationsverstärkern zu erreichen, aber für viele Anwendungsfälle sind die erzielbaren Werte sicherlich hinreichend.

Dipl.-Ing. W. Grimm

Peter Stolzenberg
DC 9 XD

UHF-Endstufe für Amateursender

1. Teil

Der sich zunehmend bemerkbar machende Trend zum 70-cm-Band erfordert im Direkt- und Relaisverkehr ausreichende Sendeleistungen, die manche Amateursender nicht abzugeben vermögen. Die Sendeleistung soll in einer vernünftigen Relation zur Empfängerempfindlichkeit stehen. Meist reicht eine höhere Leistung beim Anruf aus, und anschließend wird die Verbindung dann mit normaler Leistung zu Ende geführt. Auch kann bei ungünstig ausgerichteter Antenne ein Anruf von der „schrägen Seite" noch wirksam zum Ziel führen.

Die nachfolgend beschriebenen UHF-Endstufen sind für das 70-cm-Amateurband (430...440 MHz) ausgelegt und erreichen Hf-Ausgangsleistungen von 4...150 W. Darüber hinaus lassen sich zusätzlich durch Abschalten der Speisespannung der Endstufen- bzw. Treibertransistoren auch kleine Leistungen von 50 mW...1 W erreichen.

Die in diesen UHF-Endstufen *(Bild 1)* verwendeten Stripline-Leistungstransistoren sind für den Betrieb an nicht stabilisierter Betriebsspannung entwickelt und fallen auch bei einem Schluß im Ausgang bzw. Leerlauf (fehlende Antennenlast) dank integrierter Widerstandsstabilisierung im Emitter nicht aus. Ebenso sind die bezeichneten Typen durch eine begrenzte Ausgangsleistungskurve weitgehend geschützt (Basisübersteuerungsschutz).

Sämtliche nachfolgend beschriebenen Endstufen arbeiten im Bereich von 12...15 V, also mit einer gebräuchlichen Speisespannung. Eine Hf-Vox ist mit vorgesehen. Alternativ dazu ist die Koaxial-Relaisbetätigung bei SSB-Betrieb mit externer Steuerleitung zu berücksichtigen, wenn eine schnelle Umschaltung benötigt wird oder der Restträger zu hoch ist.

Die Baugruppen sind in Bezug auf Ein- und Ausgangsleistung bei nur zwei Grundplatinen so ausgelegt, daß sie mit fast allen zur Verfügung stehenden Steuerleistungen ausreichend durchgesteuert werden können, entweder mit einem vorhandenen Transceiver oder durch Zusammenschalten der Baugruppen untereinander als Treiber für die nächsthöhere Leistungsschaltung. Einige Beispiele für die Aussteuerung mit 70-cm-Amateurgeräten zeigt *Tabelle 1*.

Die Ausgangspfeile zeigen die unterschiedlichen Leistungsvarianten der Anordnungen. In den Fällen 1 bis 3 ist die Betriebsart FM (B-Betrieb) anzuwenden. Dr 1 und R 1 sind auf die Basis des jeweiligen Hf-Transistors zu schalten.

Im Anwendungsfall 4 ist auf linearen AB-Betrieb zu schalten (hierbei entfallen Dr 1 und R 1, dafür ist der Vorspannungserzeugungszweig über Dr 2 auf die Basis zu schalten).

Anmerkung zur Ausgangsleistung des HG 74: Die Ausgangsleistung des HG 74 ist auf etwa ca. 18 Watt zu reduzieren um die im Parallelbetrieb arbeitende Endstufe nicht durch Übersteuern zu zerstören!

Ferner besteht noch die Möglichkeit des Umschaltens der gewünschten Leistungen durch geeignete Koax-Relais sowie Leistungsreduktion durch Versorgungsspannungsunterbrechung des Endtransistors bzw. Treibers, die dann als Abschwächer funktionieren. Praktisch lassen sich hiermit fast alle erforderlichen Ausgangsleistungen erreichen. Um das Intermodulations- und Rauschverhalten transistorisierter Endstufen auf günstige Werte zu bringen, empfiehlt es sich, die Endstufen nicht voll auszusteuern, sondern den nächstgrößeren Leistungstyp für die entsprechende Schaltung auszuwählen, der dann eine Leistungsreserve hat. Diese Methode hat sich im kommerziellen Sektor seit langem hervorragend bewährt.

Funktion der Endstufen

Die Gesamtschaltung mit einem Transistor zeigt *Bild 2*. Die an den 50-Ω-Ein- und -Ausgängen liegenden Kapazitäten C 1, C 2, C 3 und C 4 sowie die Induktivitäten L 1 und L 2 in Verbindung mit den Kapazitäten C 5, C 6, C 9

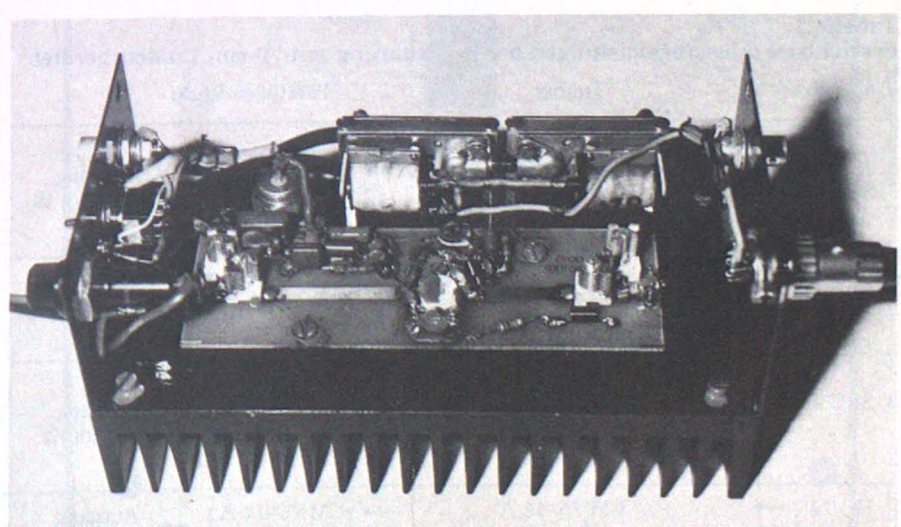


Bild 1. Beispiel für eine Endstufe mit Umschaltmöglichkeit durch Koaxialrelais

und C 10 bewirken die Abwärts- und Aufwärtstransformation in ausreichender Bandbreite stromverteilungs- und verlustgünstig. Der galvanische Zweig Dr 1 und R 1 erzeugt im B-Betrieb gegen Masse liegend die Basisvorspannung. Bei Anlegen der Basis an eine positive Spannung von ca. 0,3 bis 0,9 Volt stellt sich AB-Betrieb ein bei entsprechendem Ruhestromverhalten. Bei Bedarf kann diese Vorspannung auch noch etwas erhöht werden, womit dann A-Betrieb möglich ist. Die Ein- und Ausgänge sind gleichstrompotentialfrei.

Bei den Parallelendstufen nach *Bild* 3 sind zur symmetrischen Transformation die Kondensatoren C7 und C8 eingangsseitig sowie C 11 und C 12 ausgangsseitig erforderlich. Basissymmetrie wird in bekannter Art mit R 8 erzielt. Darüber hinaus tragen die Querschnittsänderung von L3 und die FXC-Erweiterung dem zu erwartenden, hohen Betriebsstrom Rechnung. Ebenfalls weicht die Speisespannungsentkopplung geringfügig ab. Wie in der vorhergehenden Schaltung sind Ein- und Ausgang gleichstromfrei. Beide Schaltungen arbeiten grundsätzlich mit Minuspol an Masse.

Natürlich könnte man die Endstufen durch Parallelschaltung mehrerer Transistoren noch erweitern. Das würde aber geometrische Plazierungs- und evtl. Rückkopplungsprobleme ergeben.

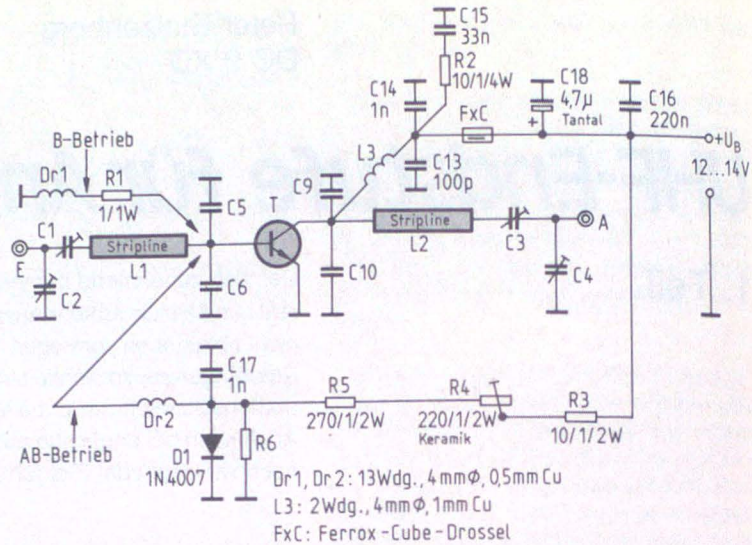


Bild 2. Mit dieser Schaltung lassen sich je nach Bauteilebestückung Ausgangsleistungen zwischen 4 W und 75 W erreichen

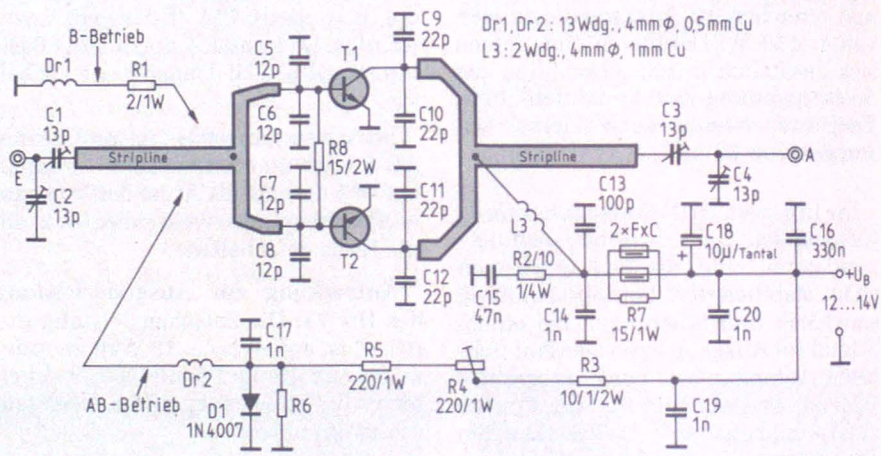


Bild 3. Parallel-Endstufe für Ausgangsleistungen von 90 W bis 150 W

Mechanischer Aufbau

Für den Platinenaufbau *(Bild 4 und 5)* wird Epoxyd-Gewebematerial von 2 bis 3 mm Stärke doppelseitig mit 70 µm Beschichtung verwendet, da es ein günstiges Kapazitätsverhalten aufweist und genügend Stromfluß ermöglicht. Das Dielektrikum des Basismaterials ist in Relation zu Teflon oder Rexolyte fast gleichwertig und auch leichter beschaffbar. Die Anschlußstripes der Transistoren werden hochgebogen und in die ausgearbeiteten Löcher so eingesetzt, daß sie von der Bestückungsseite lötbar sind. Die Befestigungsbohrungen von Platine und Transistorflansch sollen deckungsgleich sein. (Erforderliche Durchkontaktierungen auf beiden Platinen geben die Bestückungspläne in *Bild 6* und *7* an.) Dadurch erhält die Platine neben den anderen Befestigungsbohrungen mit rückseitig angelöteten Unterlagen (M 4-Messingmuttern auf 4 mm ∅ aufgebohrt) Abstand und zusätzlichen Halt in der Gesamtbefestigung. Weiterhin ergibt sich daraus gleichzeitig auch eine bessere Verbindung zwischen Platinenmasse und Chassis bzw. Gehäuse.

Alle Platinen sind nach den Bestükkungsplänen mit Hohlnieten zwecks besserer Masseführung durchzukontaktieren. Alle Platinenbefestigungsschrauben sind M 4 und die Transistorbefestigungsschrauben M 3, deren Länge von der jeweiligen Kühlkörperstärke abhängig ist. Es ist zweckmäßig,

Tabelle 1.
Erreichbare Ausgangsleistungen bei Ansteuerung mit 70-cm-Amateurgeräten

Transceiver	Treiber	Parallelendstufe	
1. KF 430 Trio 3200	CM 10–12 A → Ausgang; CM 30–12 A → Ausgang	[CM 45–12 A (CM 50–12 A) CM 45–12 A (CM 50–12 A)]	Ausgang 90 (100) W
2. SRC 430	CM 45–12 A (CM 50–12 A) → Ausgang	[CM 75–12 A CM 75–12 A]	Ausgang 150 W
3. SRC 4300	CM 30–12 A → Ausgang	[CM 45–12 A (CM 50–12 A) CM 45–12 A (CM 50–13 A)]	Ausgang 90 (100) W
4. HG 74	CM 75–12 A → Ausgang	[CM 75–12 A CM 75–12 A]	Ausgang 150 W

in die verwendeten Kühlkörper die entsprechenden Gewinde zu schneiden. Die Verwendung von Wärmeableitpaste wird zusätzlich empfohlen, um die Wärmeabfuhr zu verbessern. Zur Abschirmung ist der Einbau in ein geschlossenes Metallgehäuse erforderlich, das zum besseren Abgleichen eine ausreichende Größe aufweisen sollte. Mit dieser Maßnahme werden Abgleichlöcher im Gehäuse vermieden. Die Koaxial-Relais sind mit im Innern des Gehäuses unterzubringen. Die Sicherung sollte von außen her auswechselbar sein.

Wichtig ist eine gute Masseverbindung zwischen Gehäuse und Platine. Massebänder oder Verschraubungen sorgen für guten Stromfluß und Hf-Wirkungsgrad. Massebänder können aus dem Abschirmgeflecht von Koaxialkabelresten hergestellt werden. Die erforderlichen Querschnitte der Zuleitungen müssen dem jeweiligen Strom entsprechen.

Abgleich bei B-Betrieb

Vor Anlegen der Betriebsspannung aus einem leistungsfähigen Netzteil sollte nochmals die Bestückung überprüft werden. Eine Polaritäts- bzw. Kurzschlußüberprüfung ist in jedem Fall zweckmäßig. Alle Trimmer sind in Mittenstellung zu bringen und entweder ein Belastungswattmeter oder Durchgangswattmeter in Verbindung

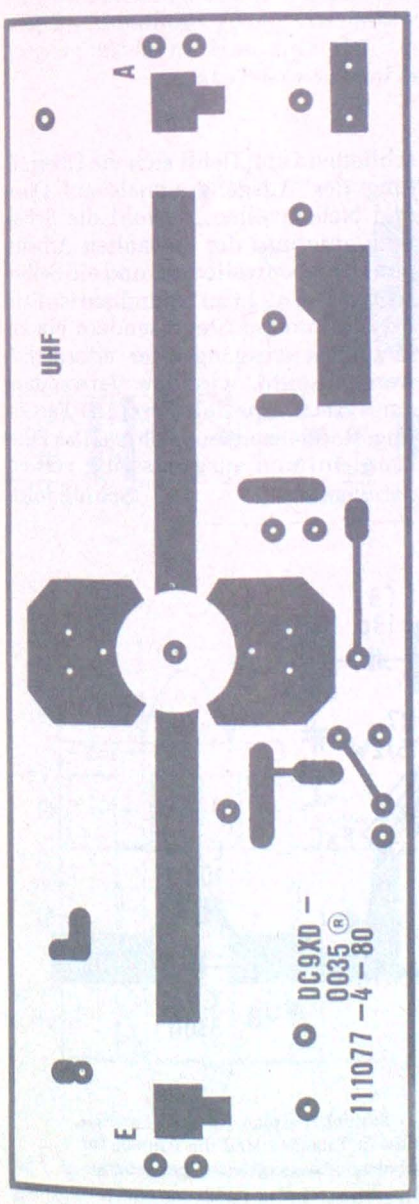


Bild 4. Platinen-Layout für eine Endstufe nach Bild 2 (4 W bis 75 W)

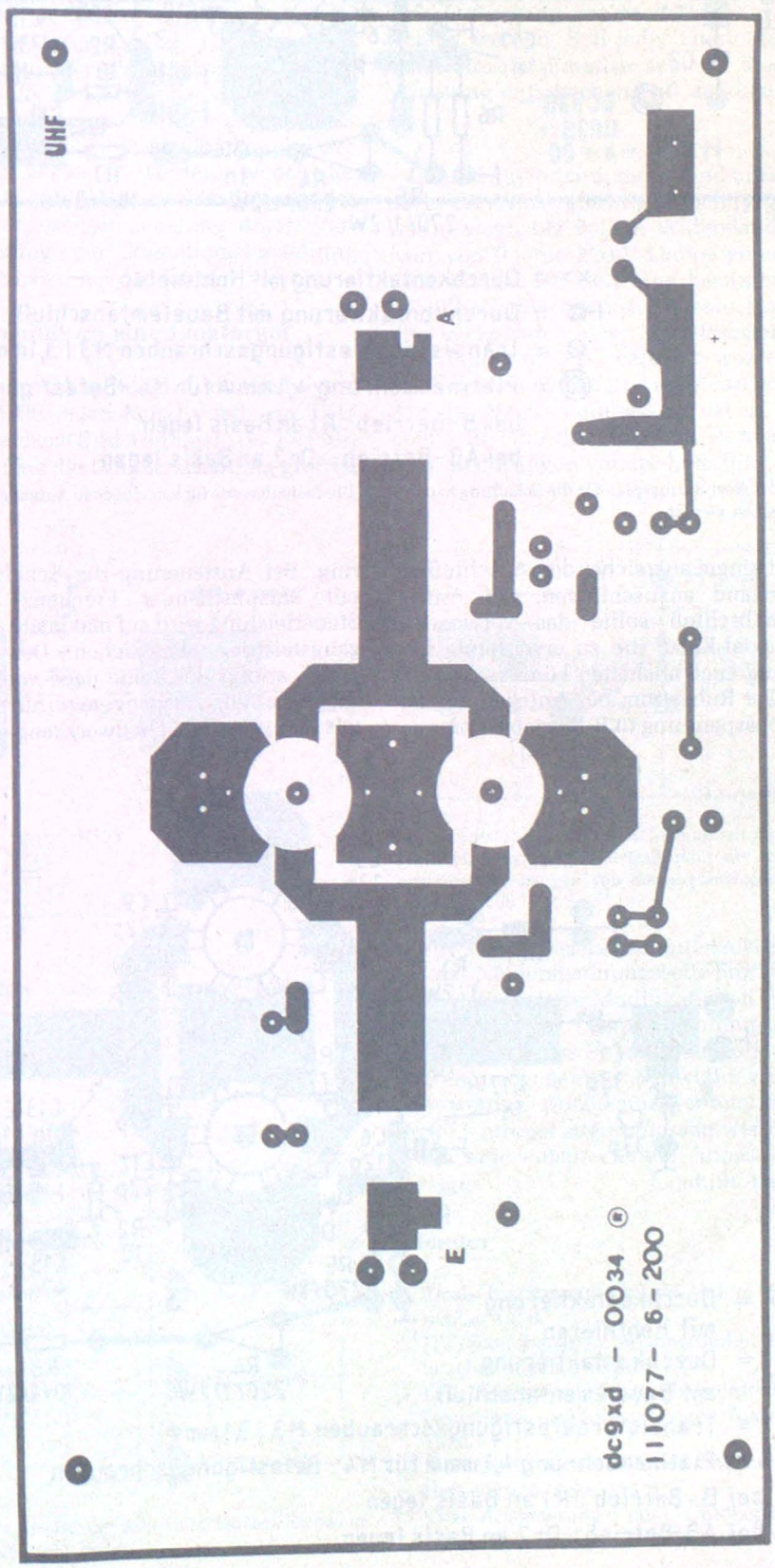
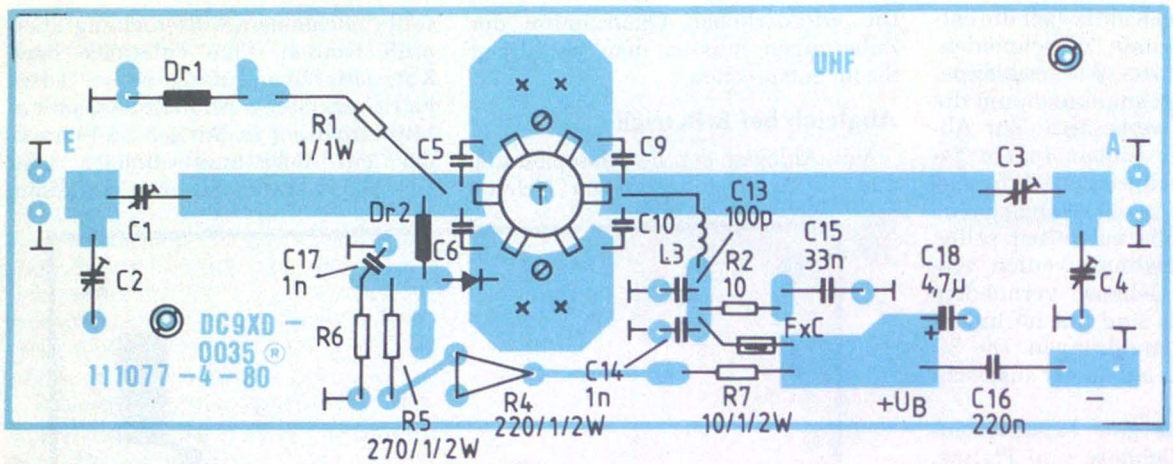


Bild 5. Platinen-Layout für eine Parallel-Endstufe nach Bild 3 (90 W bis 150 W)



×× = Durchkontaktierung mit Hohlnieten

⊢● = Durchkontaktierung mit Bauelemtanschluß

⊘ = Transistorbefestigungsschrauben M3 (3,1mm ϕ)

◎ = Platinenbohrung 4,1mm ϕ für M4 - Befestigungsschrauben

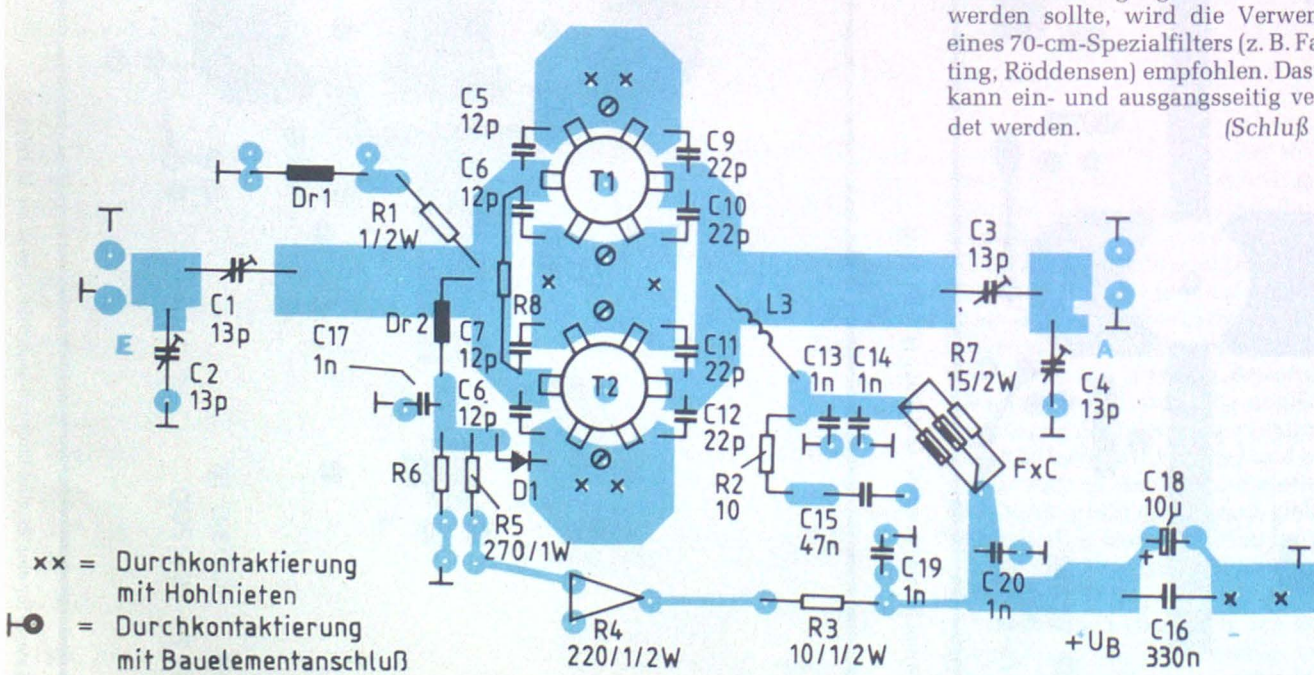
bei B-Betrieb : R1 an Basis legen

bei AB-Betrieb : Dr 2 an Basis legen

Bild 6. Bestückungsplan für die Schaltung nach Bild 2. Die Bauteilewerte für verschiedene Ausgangsleistungen können der Tabelle 2 entnommen werden

mit einem ausreichenden Abschlußwiderstand anzuschließen. Bei Antennenabschluß sollte das verwendete Koaxial-Kabel die zu erwartende Leistung auch aushalten können.

Der Ruhestrom bei Anlegen der Betriebsspannung in B-Betrieb ist sehr gering. Bei Ansteuerung der Schaltung mit entsprechender Frequenz und Steuerleistung wird auf maximale Ausgangsleistung abgeglichen. Der Abgleich erfolgt der Reihe nach von der Eingangs- zur Ausgangsseite hin mittels Kunststoffabgleichwerkzeug. Abschließend empfiehlt sich die Überprüfung des Ausgangssignals auf Ober- und Nebenwellen, obwohl die Schaltung aufgrund der gewählten Arbeitspunkte nebenwellenfrei und ein Selbstschwingen nicht zu befürchten ist. Falls bei bestimmten Steuersendern ein zusätzliches Ausgangsfilter erforderlich werden sollte, wird die Verwendung eines 70-cm-Spezialfilters (z. B. Fa. Götting, Röddensen) empfohlen. Das Filter kann ein- und ausgangsseitig verwendet werden. *(Schluß folgt)*



×× = Durchkontaktierung mit Hohlnieten

⊢● = Durchkontaktierung mit Bauelementanschluß

⊘ = Transistorbefestigungsschrauben M3 (3,1mm ϕ)

◎ = Platinenbohrung 4,1mm ϕ für M4 - Befestigungsschrauben

bei B-Betrieb : R1 an Basis legen

bei AB-Betrieb : Dr2 an Basis legen

Bild 7. Bestückungsplan für eine Parallel-Endstufe. In Tabelle 2 sind die Bauteile für verschiedene Ausgangsleistungen angegeben

Digitale Dimmerschaltung mit Optokoppler

Digitale Lichtorgeln haben den Nachteil, daß die Helligkeit der Lampen nicht eingestellt werden kann. Auch ein Dimmen ist meist nicht möglich. Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht beides. Sie kann z. B. in der Schaltung aus Heft 4/79 „Lichtorgel – einmal anders" ergänzt werden.

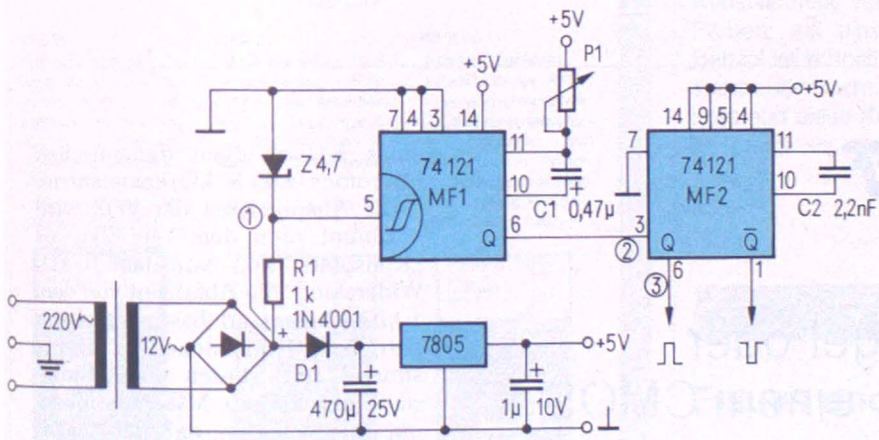
Schaltungsbeschreibung

Am Netzgleichrichter wird eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz abgegriffen. Diese wird zum Schutz des TTL-Eingangs mit Hilfe des Vorwiderstandes und der Zenerdiode auf 4,7 V begrenzt. Die Diode D 2 entkoppelt den Siebelko. Die pulsierende Gleichspannung wird an den Schmitt-Trigger-Eingang des Monoflops gelegt. An dessen Ausgang erscheint dann eine 100-Hz-Rechteckspannung, deren negative Flanke mit P 1 um ca. 10 ms verschoben werden kann *(Bild 3)*. Diese negative Flanke wiederum startet Monoflop 2, dessen Ausgangs-Impulse eine feste Breite von einigen µs haben und jeweils mit der verschiebbaren negativen Flanke beginnen. Mit diesen Impulsen kann nun über einen Optokoppler der Triac gezündet werden, wobei der Zündzeitpunkt nach dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung durch Veränderung der Potentiometerstellung verschoben werden kann.

Anschluß an eine Lichtorgel

Eine Ankopplung an die Lichtorgel kann für jeden Kanal durch ein TTL-Gatter nach Bild 3 erfolgen. Da die Pulsfrequenz der Dimmerschaltung groß ist gegenüber den Lichtorgelimpulsen, wird deren Funktion nicht beeinträchtigt. Je nach Anwenderfall kann der $\overline{Q}$- bzw. Q-Ausgang von Monoflop 2 verwendet werden. Soll jeder Lichtorgelkanal einzeln dimmbar sein, ist diese Schaltung entsprechend oft aufzubauen.

C1 und das Potentiometer sind unkritisch, die Werte sind dann richtig gewählt, wenn bei vollem Widerstandswert von P1 die 220-V-Lampe gerade ganz dunkel ist. Soll eine bestimmte Grundhelligkeit einzustellen sein, kann dies leicht durch einen Vorwiderstand zum Potentiometer realisiert werden. Auch der Wert von C2 ist nicht kritisch. Auf der Netzspannungsseite ist in jedem Fall eine der üblichen Dimmerfunkentstörungen vorzusehen *(Bild 4)*.



▲ Bild 1. Schaltung zur Phasenanschnittsteuerung digitaler Lichtorgeln

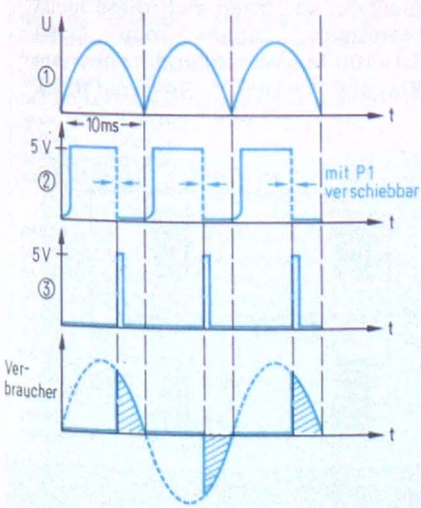


Bild 2. Impulsdiagramm. Die Kurven zeigen die Spannungsverläufe aus Bild 1 und 4

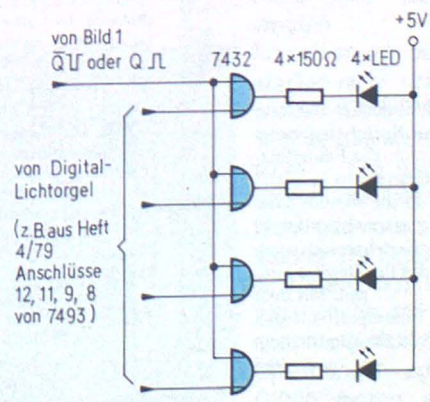


Bild 3. Möglichkeit zum nachträglichen Einbau in digitale Lichtorgeln

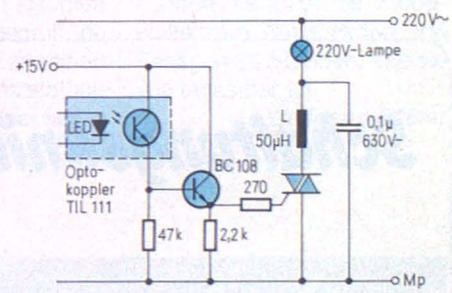


Bild 4. Entstörung der Triacschaltung mit einem LC-Glied. Triactyp und Belastbarkeit der Ringkerndrossel L hängen von der angeschlossenen Lampenlast ab

Durch die Phasenanschnittsteuerung auf der Niederspannungsseite eröffnen sich viele weitere Modifikationen. Bei Anschluß eines Treppenspannungsgenerators statt des Potentiometers kann z. B. ein sogenannter Schweller realisiert werden. Auch kann hier eine analoge Lichtorgel angeschlossen werden, wenn eine entsprechende Anpassung erfolgt.

Joachim Arenz

Literatur

[1] Texas Instruments, Pocket Guide, September 1976.
[2] ITT, Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen, Ausgabe 1975.
[3] ITT, Thyristoren, Triacs, Triggerdioden, Grundlagen und Anwendungen, Ausgabe 1976.
[4] Lichtorgeln einmal anders, Funkschau Heft 4, 1979, Seite 215 ff.
[5] Triac-Ansteuerung mit Optokoppler, Funkschau Heft 18, 1978, Seite 894 ff.

Endabschaltung für Recorder

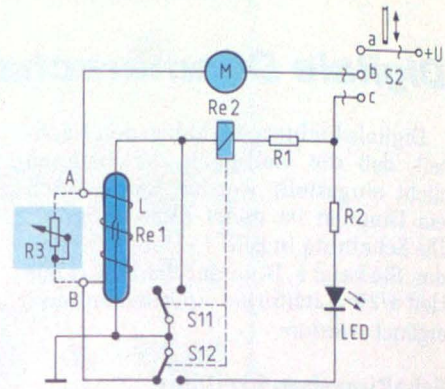
Ein großes Manko einfacher Recorder sind der enorme Stromverbrauch und der Verschleiß, der bei Nichtausschalten am Bandende entsteht. Die folgende Schaltung bewirkt eine automatische Abschaltung des Antriebsmotors beim Umspulen und zeigt dies mit einer LED an (*Bild*).

In die Masseleitung des Motors wird die Spule L eingefügt, die um das Relais Re 1 gewickelt ist. Ab einem bestimmten Stromfluß I_{max} wird Re 1 durchgeschaltet, das Relais Re 2 (über S 11 in Selbsthalteschaltung) ausgelöst und der Motor von Masse getrennt. Die Verwendung eines doppelten Umschalters bei Re 2 hat den Vorteil, daß die LED nur im Schaltzustand leuchtet (ein einfacher Umschalter ermöglicht leichtes Glimmen durch unsaubere Kontaktgabe von Re 1).

Tabelle: Bauelementewerte

U	I_{max}	R_1	R_2	R_3	L
12 V =	170 mA	82 Ω	190 Ω	10 Ω	Cul 0,15 mm 120 Wi

Der Schalter S 2 (Kontakte a und b) ist der bereits vorhandene Federkontakt im Recorder, der bei den Funktionen Play, Rewind und Fast Forward betätigt wird. Um mit dem kurzen Einschaltstromstoß nicht Re 1 auszulösen, bringt man einen weiteren Kontakt S 2 c an, so daß nacheinander S 2 a mit S 2 b, dann beide mit S 2 c verbunden werden – man kann so eine aufwendige Verzögerungsschaltung umgehen. Gleichzeitig dient S 2 als Resetschalter: durch das ohnehin notwendige Betätigen der Stoptaste wird ebenfalls Re 2 in den Ruhezustand gebracht.



Bei zu großer Stromaufnahme wird der Motor abgeschaltet

R 1 und R 2 sind entsprechend der Versorgungsspannung zu wählen. Will man I_{max} genau abgleichen, so ist der Trimmer R 3 einzufügen. In der *Tabelle* sind die Daten des Mustergerätes aufgeführt. *Anton Obermaier*

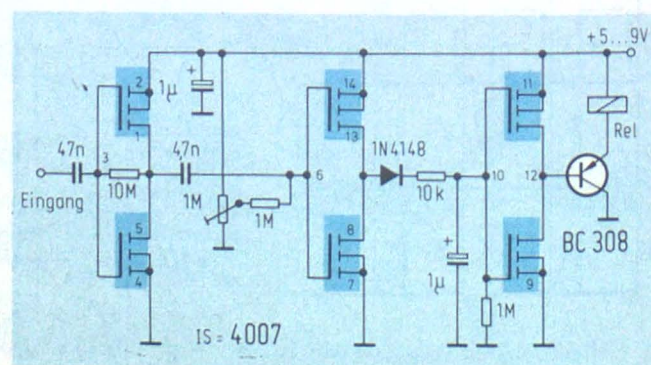
Schaltungskniff

Zweite Telefonklingel oder VOX-Baustein mit einem CMOS-IC

Unter VOX versteht der Funkamateur eine Schaltung, die das automatische Einschalten des Senders durch die Sprache besorgt und damit sozusagen die Sprechtaste ersetzt. Eine solche Schaltung eignet sich aber z. B. auch dafür, ohne Eingriffe in den Telefonapparat eine zweite Klingel in einem Nebenraum zu steuern; in diesem Falle wird das Mikrofon des VOX-Bausteins einfach neben das Telefon gestellt.

Das *Bild* zeigt die recht einfache Schaltung, die mit nur einem CMOS-IC auskommt. Der Baustein 4007 dient dabei als Analogverstärker mit sehr geringer Ruhestromaufnahme; ein zusätzlicher Treibertransistor kann ein kleines Relais ansteuern. Bei der Wahl der Betriebsspannung ist zu beachten, daß die Verstärkung von CMOS-Gattern bei etwa 5 V am größten ist und mit steigender Versorgungsspannung deutlich abnimmt. Normalerweise ist die Empfindlichkeit für den Anschluß eines Kristallmikrofons oder eines hochohmigen dynamischen Mikrofons (z. B. 50 kΩ) ausreichend.

Die Ansprechzeit der VOX wird – nimmt man den 1-µF-Elko als „Konstante" an – von dem 10-kΩ-Widerstand, die Abfallzeit von dem 1-MΩ-Widerstand bestimmt. Beim Betrieb als Sendersteuerung kann es sinnvoll sein, diesen 1-MΩ-Widerstand auf mehrere MΩ zu erhöhen, um zu vermeiden, daß der Sender nach jedem gesprochenen Wort gleich wieder abschaltet. Sollten sich Hf-Einstreuungen bemerkbar machen, so lassen sich diese meist beseitigen, indem man einen 10...100-kΩ-Widerstand vor den Eingang schaltet. *Siegfried Block*



Einfacher Baustein zur Sprachsteuerung. Die Feldeffekt-Transistoren sind alle in der IS 4007 integriert; auf diese IS beziehen sich auch die Pin-Bezeichnungen. Mit dem Trimmpoti läßt sich die Empfindlichkeit einstellen

Peter Stolzenberg
DC 9 XD

UHF-Endstufe für Amateursender

2. Teil

Nachdem wir uns im letzten Heft um die Schaltungstechnik der UHF-Endstufen und deren Aufbau gekümmert haben, folgen jetzt einige Hinweise für die Bauelemente-Dimensionierung unterschiedlicher Versionen und für den Abgleich.

Arbeitspunkteinstellung bei linearem AB-Betrieb

Der frequenzmäßige Abgleich wird in der gleichen Form vorgenommen wie beim B-Betrieb. Um einen Ruhestrom von 30 mA bis etwa 800 mA einzustellen, erhält die Basis des Hf-Leistungstransistors eine positive Vorspannung von + 0,3 bis + 0,9 V, die einen temperaturkonstanten Kollektorstrom je nach Schaltungsdimensionierung nach Bild 1 und 2 ergeben soll. Die thermische Kopplung zwischen Hf-Leistungstransistor und Diode D 1 kann durch Montage in unmittelbarer Nähe am Hf-Leistungstransistorgehäuse oder neben diesem auf dem Kühlkörper erfolgen. Diese thermische Verbindung ist die beste und schnellste Lösung zur Temperaturkompensation, da die Diode mit ihrem negativen Temperaturverhalten einer Erwärmung entgegenwirkt. Die daraus resultierende Abnahme der Basis-Emitter-Spannung begegnet Leistungsabfällen bis zu 40 mW/°C, wobei auch der Linearitätsgrad konstant bleibt.

Bei entsprechenden Spitzenausgangsleistungen bzw. Oberstrichleistungen und guten Kühlkörperdaten wird eine thermisch gekoppelte Vorspannungserzeugung bei einem Innenwiderstand von 4...30 Ω einen Intermodulationsgrad von 25 bis 40 dB in einem Bereich von 5 °C bis etwa 60 °C ergeben. In keinem Fall darf die Basisvorspannung + 4 Volt erreichen, da andernfalls die Basis-Emitter-Strecke des Hf-Leistungshalbleiters zerstört wird. Die Vorspannung ist nur so hoch einzustellen, bis der gewünschte Ruhestrom fließt. Er soll etwa 5% des Betriebsstromes betragen.

Diese Einstellung wird einmal statisch vorgenommen, also ohne Hf-Ansteuerung der Schaltung. Bei falscher Arbeitspunkteinstellung kann durch Schwingen der Schaltung der Transistor zerstört werden, wenn dieser Zustand zu lange dauert. Der Selbstschwingtest kann mittels Durchdrehen der Trimmer ohne Hf-Ansteuerung schnell durchgeführt werden. Dazu wird eine reduzierte Steuerleistung kurz zur Frequenzabstimmung auf den Eingang gegeben. Nach Loslassen der PTT muß die Hf-Ausgangsleistung auf Null zurückgehen und sich der vorgegebene Ruhestrom wieder einstellen. Bei Anlegen der vollen Steuerleistung wird sich dann auch in der jeweiligen Betriebsart die entsprechende Ausgangsleistung ergeben. Dies kann noch durch optimale Arbeitspunkteinstellung verbessert werden. Die FM-Oberstrichleistung liegt erfahrungsgemäß ca. 35% bis 45% unter der Spitzenleistung. Wird die Ausgangsleistung über den Nennwert erhöht, so ist u. a. mit einer Verschlechterung des Intermodulationsverhaltens zu rechnen.

Der Ruhestrom bei A-Betrieb (nur ATV) ist größer durch die noch höhere positive Basisvorspannung (nicht über + 1,5 Volt). Im A-Betrieb ist auf jeden Fall mit geringeren Wirkungsgraden (25 bis 35%) zu rechnen. Ruhestromeinstellung nur bei angeschraubtem Kühlkörper vornehmen!

Zusammenschaltungen mehrerer Stufen

Die einzelnen Baugruppen ergeben untereinander zusammengeschaltet ein ausgewogenes Leistungsspektrum. So ist praktisch jede Ausgangsleistung erreichbar. Eine gewisse mechanisch-räumliche Trennung bei mehreren Baugruppen evtl. mit Trennblech oder Abstand wäre u. U. vorteilhaft, um keine Hf-mäßigen Rückkopplungserscheinungen auftreten zu lassen. Im ungünstigen Fall können sie ein Selbstschwingen einleiten und zur Nebenwellenerzeugung führen.

Natürlich ließen sich auch die Parallelendstufen untereinander zusammenschalten oder durch weitere Parallelschaltung gleicher Anordnungen in ihrer Gesamtausgangsleistung noch verdoppeln oder gar vervielfachen, jedoch sind dabei die gesetzlichen Bestimmungen für den Amateurfunk zu beachten.

Hf-Vox

Zum automatischen Ein- und Ausschalten der Endstufe kann eine Hf-Vox-Steuerung verwendet werden *(Bild 8)*. Das vom Sucher kommende

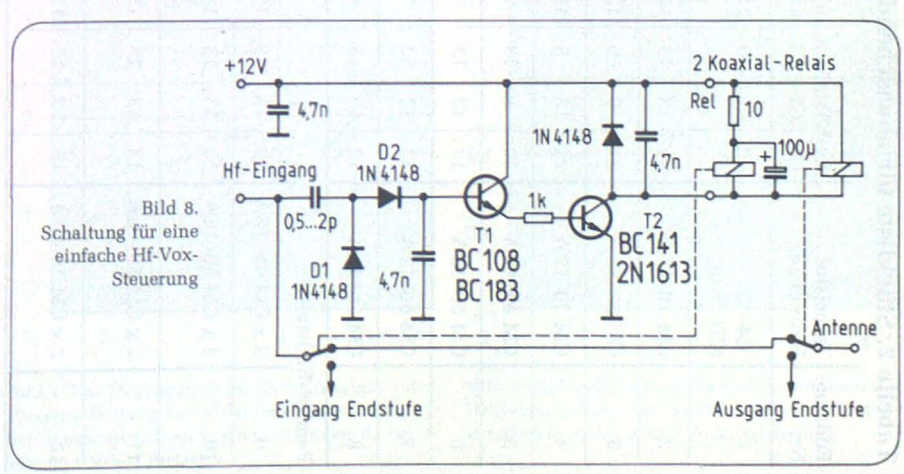


Bild 8. Schaltung für eine einfache Hf-Vox-Steuerung

Tabelle 2. Stückliste für abweichende Bauteilewerte bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen

Endstufe Nr.	Transistor Bestückung	Luft-Trimmer [pF] C1	C2	C3	C4	Keramische Kondensatoren [pF] C5	C6	C9	C10	Widerstände [Ω] ½ W R6	½ W R7	Ruhestrom bei AB-Betrieb [mA]	Ausgangs-leistung [W]	erforderl. Steuerleist. [W]	P_{tot} gesamt [W]	erforderl. Kühlkörper
1	C4–12 (CD 1943)	40	21	40	21	15	15	27	27	39	–	30– 65	4	0,3	18	KS 88–200
2	CM 10–12 A	21	13	13	13	15	15	22	22	33	–	40– 90	10	2	35	KS 201–100
3	CM 20–12 A	21	9	9	13	15	15	22	22	33	22	28– 60	20	5	67	KS 201–109
4	CM 30–12 A	21	13	9	13	15	15	22	22	47	–	35– 83	30	8,5	92	JS 201–100
5	CM 45–12 A	13	9	13	9	15	15	22	22	68	–	80–250	45	14	117	KS 201–100
6	CM 50–12 A	13	13	13	9	15	15	22	22	68	–	90–300	50	12,5	145	KS 201–100
7	CM 60–12 A	13	13	13	9	12	12	22	22	68	–	90–300	60	22	145	KS 201–100
8	CM 75–12 A	13	13	13	9	12	12	22	22	82	–	110–400	75	27	250	KS 201–100
Parallel-Endstufen:										1 W 100	1 W 15					
9	2 x CM 45–12 A	13	13	13	13	12	12	22	22			160–550	90	29	235	KS 151–300
10	2 x CM 50–12 A	13	13	13	13	12	12	22	22	100	15	160–550	100	25	290	KS 151–300 (KS 285–300)
11	2 x CM 60–12 A	13	13	13	13	12	12	22	22	150	15	200–650	120	42,5	290	KS 151–300 (KS 285–300)
12	2 x CM 75–12 A	13	13	13	13	12	12	22	22	180	15	230–800	150	53,5	500	KS 151–300 (KS 285–300)

Bild 9. Platine für die Vox-Steuerung

Signal schaltet über einen Spannungsverdoppler den Transistor T1 durch, der als Treiber für T2 wirkt. Ohne Hf-Signal vom Transceiver wird die Antenne direkt auf den Empfänger-Eingang gelegt. Die kleine Schaltung kann auf einer Lochrasterplatte oder einer Platine nach *Bild 9* aufgebaut werden. *Bild 10* zeigt den zugehörigen Bestükkungsplan.

Es muß sichergestellt sein, daß das Relais am Endstufenausgang zuerst umschaltet (wenn auch nur Bruchteile von Sekunden), damit die Endstufe nicht ohne Last arbeitet. Das RC-Glied (10 Ω/100 µF) wird direkt an der Relaisspule verdrahtet.

Bauteile

Alle verwendeten kleinen Festkapazitäten sind keramische Scheibenkondensatoren mit ausreichender Spannungsfestigkeit. Die größeren Kapazitäten sind Kunstfolienkondensatoren. Als Elektrolytkondensatoren kommen Tantal-Ausführungen zur Anwendung. Bei den variablen Kapazitäten handelt es sich durchweg um Lufttrimmer, die sich in diesem Frequenzbereich durch geringe Verluste auszeichnen. R4 ist ein Keramiktrimmer mit 1 W Belastbarkeit. Die Widerstände und deren Belastbarkeiten sind in der Stückliste und den Schaltungen angegeben. Es handelt sich dabei ausnahmslos um Kohleschichtausführungen. Die bezeichne-

Bild 10. Bestückungsplan für die Vox-Steuerung

ten Strip-Line-Leistungstransistoren werden von der Fa. CTC (USA) gefertigt. Es können natürlich auch Hf-Leistungshalbleiter anderer Hersteller verwendet werden, soweit sie neben gleicher Leistung datenmäßig auch gleiche Ein- und Ausgangswiderstandsverhalten an Basis und Kollektor und die gleiche Betriebsspannung aufweisen. Auch sollten die mechanischen Bauformen der Ersatztypen annähernd maßgleich sein.

Es sind möglichst Hf-rückwirkungsfreie stabilisierte und elektronisch gesicherte Netzteile mit ausreichendem Ausgangsstrom zu verwenden.

Literatur

[1] CTC-Applications.
[2] Halbleiterbauelemente für die professionale Hf-Technik – Valvo.
[3] FUNKSCHAU 1972, Heft 8, Seite 279, Stand der Technik bei UKW-Amateurfunk-Geräten, von Klaus H. Eichel DC 6 HY und Ulrich L. Rohde DJ 2 LR.
[4] FUNKSCHAU 1974, Heft 3, Seite 91, FM-Leistungsendstufe für das 2 m-Amateurband, von Egon Koch DL 1 MH.
[5] FUNKSCHAU 1974, Heft 16, Seite 613, Professionale Nachrichtentechnik, über AEG-Telefunken Hörfunk-Reportage-Sender.
[6] FUNKSCHAU 1976, Heft 15, 16 und 17, UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[7] QRV-Amateurradiomagazin 1977, Heft 7, Seite 372 ff., UKW-Hochleistungsendstufe für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[8] QRV-Amateurradiomagazin 1978, Heft 10 und 11, UKW-Endstufen für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[9] Microwave Associates – Catalog Ferrite Devices.
[10] Taschenbuch der Hochfrequenztechnik von Meinke/Gundlach.
[11] Firmenbericht über Durchgangs- und Abschlußwattmeter der Fa. Götting, Röddensen.
[12] Firmenbericht über 70-cm-UHF-Spezialfilter und Antennenweichen für Amateurfunkanwendung, Fa. Götting, Röddensen.
[13] RPB 180, KW- und UKW-Sender für den Funkamateur, von Werner W. Diefenbach, Franzis-Verlag München.
[14] Firmenbericht und Katalog über 70-cm-UHF-Transceiver HG 74 (AM, FM, SSB u. CW), Fa. Götting, Röddensen.
[15] Daten- und Service-Unterlagen KF 430;
[16] Valvo-Datenunterlagen über Spezialröhren und Spezialbauelemente 1978.
[17] Valvo-Applikation, Einwegleitungen, Zirkulatoren, Phasenschieber, von G. Euler, F. Pötzl und L. L. v. d. Kint.

2-W-Nf-Verstärker mit IC

Herbert Sax

Im einleitenden Teil des Beitrages wurde eine Reihe von Leistungsverstärker-Schaltungen von 1...200 W angekündigt, die im SGS-Ates-Applikationslabor entwickelt und getestet wurden. Der erste Teil beschreibt das Leistungs-IC TBA 820 M im Miniaturgehäuse.

Konzeption des ICs und Einsatzbereich

Betrachtet man das 8polige Miniaturgehäuse des TBA 820 M, so fällt es schwer zu glauben, daß das IC bis zu 2 W Ausgangsleistung aufbringt (*Bild 1*), denn äußerlich unterscheidet es sich nicht wesentlich von einem 8-Pin-Dual-in-Line-Gehäuse. Eine großflächige Innenstruktur des Kupfer-Frames bei einer Dicke von 0,4 mm gestattet das Ableiten von max. 1 W Verlustleistung (*Bild 2*).

Konzipiert wurde das IC vorwiegend für Kofferempfänger, tragbare Schwarzweiß-Fernsehgeräte, Uhrenradios sowie Taschendiktiergeräte, bei denen es auf geringen Platzbedarf ankommt. Besonders wichtig ist deshalb eine einfache und flexible Außenbeschaltung.

Außenbeschaltung und deren Funktion

Bild 3 zeigt eine typische Standardschaltung. R4 und C7 bilden die Spannungsaufstockung der oberen Treiberstufe, auch Bootstrap genannt, die die Sättigungsspannung des Endstufentransistors verringert und dadurch die Ausgangsleistung erhöht. Der Elektrolythkondensator C6 siebt die Vorstufenspannung des IC und vergrößert damit die Brummunterdrückung bei ungesiebter Versorgungsspannung.

Der Signaleingang (Pin 3) kann über R1 oder den Schleifer eines Lautstärkepotentiometers gleichspannungsmäßig

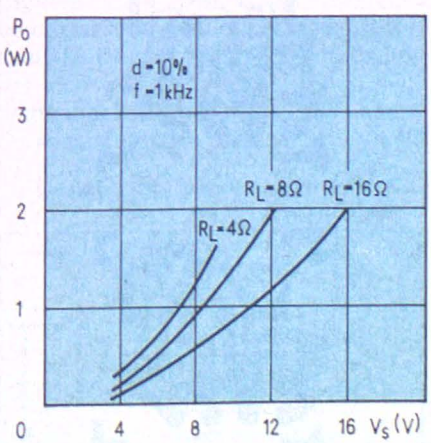


Bild 1. Das Diagramm zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_O von der Betriebsspannung V_S bei unterschiedlichen Lastwiderständen R_L bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

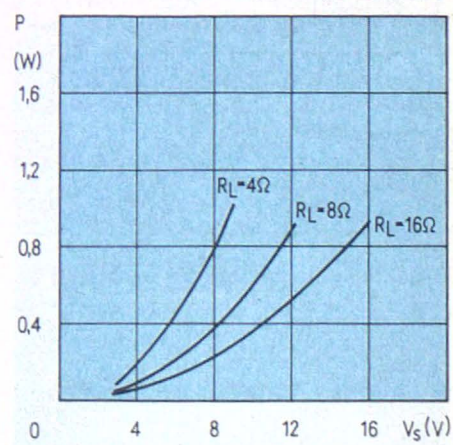


Bild 2. Abhängigkeit der Verlustleistung von der Betriebsspannung bei unterschiedlichen Lastwiderständen R_L bei Sinus-Vollaussteuerung

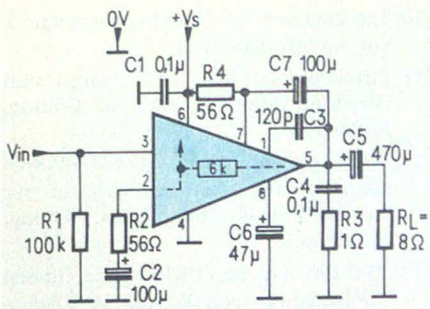


Bild 3. Typische Standardschaltung mit Bootstrap, Brummunterdrückungskondensator und Lastwiderstand R_L nach Masse

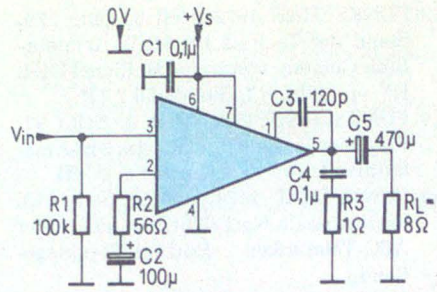


Bild 4. Vereinfachte Schaltungsvariante ohne Bootstrap und Brummunterdrückungskondensator. Lastwiderstand R_L nach Masse

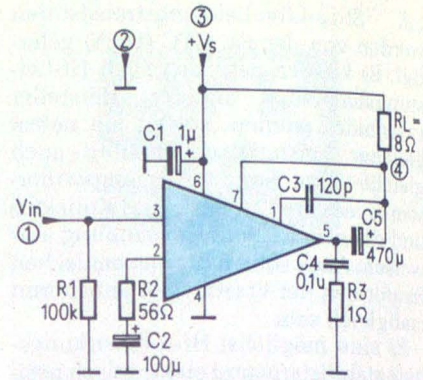


Bild 5. Schaltungsvariante mit Bootstrap und Lastwiderstand nach $+V_S$

auf 0-Potential liegen. Ein Eingangskoppel-Kondensator ist nicht erforderlich, da die Ausgangs-Mittenspannung innerhalb des ICs erzeugt wird. Zur Verstärkungseinstellung dient der Widerstand R2 am Gegenkopplungseingang Pin 2. In Verbindung mit einem integrierten Widerstand von 6 kΩ zwischen dem Ausgang Pin 5 und dem invertierenden Eingang Pin 2 bildet R2 einen Spannungsteiler, dessen Teilungsverhältnis nach folgender Funktion die Verstärkung V bestimmt:

$$V = 1 + \frac{6\ k\Omega}{R_2}$$

Die obere Grenzfrequenz der Schaltung wird von dem Kompensationskondensator C3 bestimmt. Das Boucherot-Glied R3/C4 sowie der Kondensator C1 verhindern ein Schwingen.

Eine Vereinfachung der Außenbeschaltung ist durch das Weglassen der Bootstrap-Schaltung zu erzielen *(Bild 4)*. Die Treiberstufenversorgung (Pin 7) wird dann mit der Betriebsspannung V_s verbunden. Die Ausgangsleistung verringert sich dadurch um ca. 20 %.

Tabelle: Technische Daten der Verstärkerschaltung

Versorgungsspannung V_s	3 bis 16 V
Lastwiderstand R_L	4 bis 16 Ω
Ausgangsleistung P_o	max. 2 W (siehe Bild 2)
Verstärkung V	40 dB (R_2 = 56 Ω)

Stückliste zur Schaltung nach Bild 5:

IC	TBA 820 M
R1	100 kΩ
R2	56 Ω
R3	1 Ω
C1	1 µF/16 V Tantal
C2	100 µF/3 V Tantal
C3	120 pF Keramik
C4	0,1 µF
C5	470 µF/6,3 V Elko

Ist die Versorgungsspannung brummfrei und niederohmig (also stabilisiert) bzw. liegt Batteriebetrieb vor, so kann auch der Siebkondensator von Pin 8 nach Masse entfallen.

In der Schaltungsvariante nach *Bild 5* läßt sich die Bootstrap-Funktion mit gleichem minimalen Bauteileaufwand realisieren. Schaltet man den Lastwiderstand nicht nach Masse, sondern an die Betriebsspannung, so kann die Treiberstufenversorgung (Pin 7) direkt am Lastwiderstand angeschlossen werden. Der Bootstrap-Widerstand R4 in Bild 3 entfällt hierdurch. Der Koppelkondensator C5, der über den Lastwiderstand nach Plus führt, ersetzt somit den Bootstrap-Kondensator C7.

Praktischer Aufbau

Die Außenbeschaltung nach Bild 5 benötigt nur acht Bauteile. Sie kann auf einer Platine von nur 7 cm² aufgebaut werden. *Bild 6* zeigt das Platinen-Layout, *Bild 7* den zugehörigen Bestückungsplan. Die technischen Daten der Schaltung sind in der *Tabelle* aufgeführt.

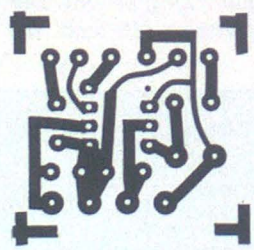


Bild 6. Platinen-Layout der Schaltung nach Bild 5

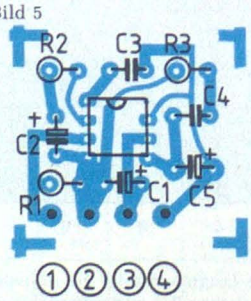


Bild 7. Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 5, von der Lötseite gesehen

Im nächsten Heft werden Verstärkerschaltungen von 5 bis 15 W mit den ICs TDA 1905 und TDA 1910 beschrieben.

FSK-Demodulator mit einem TTL-IC

Das FSK-Verfahren (Frequency shift keying) zur Datenübertragung ist nichts anderes als eine Frequenzmodulation mit digitalen Signalen. *Bild 1* zeigt einen einfachen Demodulator für diese

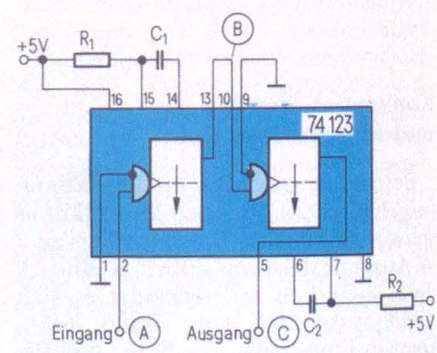


Bild 1. Schaltung des TTL-FSK-Demodulators. Er eignet sich für Baudraten bis zu 1200 Bd und gestattet das Aufzeichnen von Programmen mit einem Kassettenrecorder

spezielle FM. Der notwendige Vorverstärker, der TTL-Pegel liefern muß, ist hier nicht gezeichnet; hierfür eignen sich z. B. einige Inverter.

Das FM-Signal triggert Monoflop 1, dessen Impulsdauer t_1 gleich der Impulsdauer der Mittenfrequenz f_o der FM ist. Bei einer Eingangsfrequenz größer als f_o wird das Monoflop bereits wieder getriggert, noch bevor es in den Ausgangszustand zurückgekehrt ist. Sein Ausgang führt dann also H-Pegel. Das Monoflop 2 erhält deshalb keine Trig-

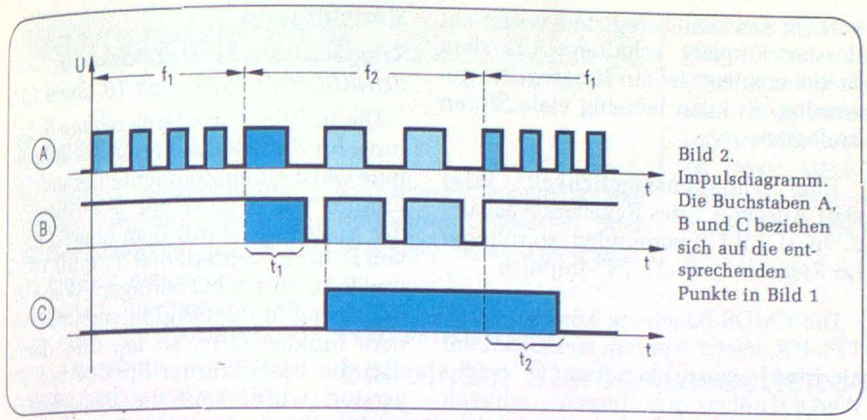


Bild 2. Impulsdiagramm. Die Buchstaben A, B und C beziehen sich auf die entsprechenden Punkte in Bild 1

gerimpulse, sein Ausgang liegt auf L. Ist die Frequenz kleiner als f_o, so liefert Monoflop 1 Triggerimpulse an Monoflop 2 (Impulszeit t_2). Dessen Ausgang springt auf H-Pegel und verbleibt dort, da er nun selbst wieder getriggert wird, noch bevor er zurückspringen konnte ($t_2 > t_1$). Der Impulsplan in *Bild 2* verdeutlicht diese Vorgänge. Das Prinzip ähnelt dem 3-Transistor-FSK-Demodulator in FUNKSCHAU 14/1978. Für die beiden Impulszeiten der Monoflops gelten folgende Bedingungen:

$t_1 = 0{,}28\ R_1\ C_1 = 1/f_o$

$t_2 = 0{,}28\ R_2\ C_2 = 1/(f_o - \Delta f)$

Δf ist der Frequenzhub des FM-Signals. R_1 und R_2 sollten in der Größenordnung von 2...30 kΩ liegen. *Harald Bichler*

Spannungsregler mit geringer Verlustspannung

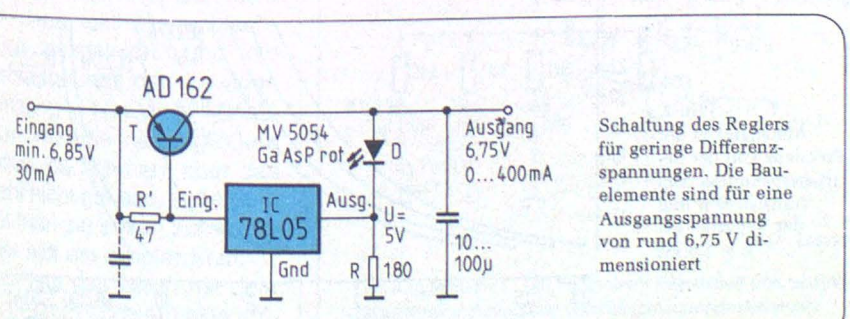
Integrierte 3-Pin-Regler funktionieren nur, wenn die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung nicht unter typ. 1...2 V sinkt. Bei der hier beschriebenen Schaltung ist dagegen diese Differenz nach unten nur durch die Sättigungsspannung eines PNP-Transistors begrenzt. Letztere läßt sich leicht unter 100 mV drücken, indem man einen Germaniumtransistor wählt. Das ist möglich, da ein hoher Reststrom zulässig ist.

Ein 3-Pin-Regler (vorzugsweise für kleine Leistungen) dient als Steuerelement, jedoch ist die Nennspannung U des ICs um den Spannungsabfall an D geringer als die geforderte Ausgangsspannung zu wählen. Für Ausgangsspannungen unter 6,2 V muß das IC ein LM 317 sein. D kann eine LED, eine Kettenschaltung von (min. 2) Siliziumdioden oder eine Zenerdiode sein. Wegen ihres geringeren dynamischen Widerstandes sind IR-GaAs-LEDs und rote GaAsP-LEDs günstiger als orangerote und gelbe GaAsP-Typen und GaP-Typen jeder Farbe.

Die Widerstände sind so zu dimensionieren, daß unabhängig von der Belastung an R die Spannung U abfällt, damit das IC im linearen Bereich arbeitet. Insbesondere muß R im Leerlauf den Kollektorruhestrom von T und den minimalen Laststrom des IC (typ. 3,5 mA für LM 317, sonst meist Null) aufnehmen. Bei voller Last fließt der durch R bestimmte Strom fast nur durch das IC und muß T bis in die Sättigung durchsteuern können. Dabei ist R' zu beachten, welches im Leerlauf die Ansteuerung von T durch den Eingangsruhestrom des IC (typ. 3...7 mA) begrenzt.

Der zusätzliche Transistor verschlechtert die Stabilität gegen Regelschwingungen, daher müssen die Kondensatoren (vor allem am Ausgang) erheblich größer gewählt werden als im Datenblatt des ICs gefordert. Wenn möglich, empfiehlt sich Kontrolle der Ausgangswechselspannung unter allen Lastbedingungen mit einem Oszilloskop oder einem breitbandigen Voltmeter.

Der Preis für die Einfachheit der Schaltung ist eine durch D bestimmte Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung sowie eine Verschlechterung des Regelfaktors auf ca. 1 %. Sie wurde ursprünglich für die Reparatur eines eng aufgebauten Netzteils mit knapp dimensioniertem Netztrafo entworfen. *Harald Heß*

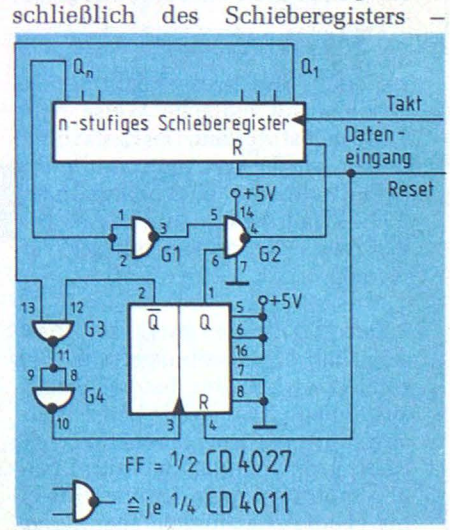


Schaltung des Reglers für geringe Differenzspannungen. Die Bauelemente sind für eine Ausgangsspannung von rund 6,75 V dimensioniert

Ein-Impuls-Ansteuerung für Schieberegister

Die Schaltung im *Bild* ist geeignet, digitale Bauelemente durch ein Schieberegister mit paralleler Datenausgabe anzusteuern. Im Schieberegister befindet sich jeweils nur ein „H"-Signal, denn es soll ja immer nur ein Element durchgeschaltet werden.

Zunächst wird die Schaltung – einschließlich des Schieberegisters –



Diese Schaltung verwandelt das Schiebe- in ein Ringregister

rückgesetzt. Das bewirkt am Q-Ausgang des Flipflop FF ($^1/_2$ 4027) ein „L" und am Ausgang des Gatters G2 ein „H"-Signal.

Mit dem ersten Takt wird die Information von G2 in das Schieberegister übernommen, so daß Ausgang Q1 ebenfalls „H"-Pegel führt. Beide Eingänge von G3 liegen jetzt auf „H", und der Ausgang wird „L". Gatter G4 invertiert dieses „L". Durch den Sprung nach „H" kippt das FF, $\overline{Q}$ führt jetzt „L" und sperrt G3. Gatter G2 wird frei, da Q des FF „H" ist, und kann die Information von Qn des Schieberegisters weiter auf dessen Eingang schalten. Aus dem Schieberegister ist ein Ringregister geworden. Es kann beliebig viele Stufen umfassen.

Eine Variationsmöglichkeit: Wird statt Ausgang 1 des Registers Ausgang 2...(n-1) mit G3 verbunden, so rotieren im Register 2...(n-1) „H"-Impulse.

Die CMOS-Bausteine können durch TTL-ICs ersetzt werden, wenn statt auf niedrige Leistungsaufnahme mehr Wert auf höhere Schaltgeschwindigkeit gelegt wird. *Wieland Schott*

Berichtigung

Triggerzusatz für Oszilloskope

FUNKSCHAU 1979, Heft 18, Seite 1079

Die in Bild 3 wiedergegebene Schaltung zur Stromversorgung des Triggerteils weist einen Zeichenfehler auf: Der Emitter von T 2 ist der 5-V-Ausgang, der Kollektor ist mit dem oberen Ende von R 10 zu verbinden. R 11 muß 100 Ω und R 10 muß 1 kΩ betragen. Wenn die Schaltung in der Originalversion trotzdem funktionierte, so lag dies daran, daß die Basis-Emitter-Strecke von T 2 zerstört wurde und die Basis-Kollektor-Strecke nur noch als Diode wirkte.

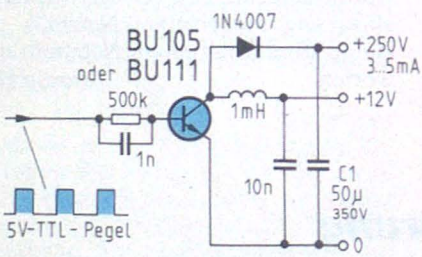
Schaltungskniffe

Hochspannungs-Wandler ohne Trafo

Für eine Röhrenschaltung wurde eine 250-V-Spannungsversorgung benötigt, wobei allerdings nur die Spannungen 5 V und 12 V zur Verfügung standen. Unter Ausnutzung des Rückschlag-Impulses einer festen Diode und eines Ladekondensators C_1 gleichgerichtet wird. Bei einer Belastung von 100 kΩ kann ein Strom von rund 3 mA bei 300 V entnommen werden.

Die Impulsfrequenz am Eingang der Schaltung kann etwa zwischen 200 Hz und 2 kHz liegen, sie hat jedoch einen gewissen Einfluß auf die Belastbarkeit am Ausgang.

Wolfgang Hamer



250 V aus 12 V ohne Trafo! Der Trick: Für die Hochspannungs-Gewinnung wird der Rückschlagimpuls an der 1-mH-Drossel ausgenutzt

kleinen 1-mH-Drossel konnte das Problem auf einfache Weise ohne Trafo gelöst werden. Der Einfachheit halber wurde zur Ansteuerung des Schalttransistors eine innerhalb der TTL-Schaltung ohnehin bereits vorhandene Rechteckspannung verwendet.

Der Transistor muß selbstverständlich ein spannungsfester Typ sein. Zwischen den beiden Schaltzuständen „Ein" und „Aus" wird aufgrund der im Magnetfeld der Spule gespeicherten Energie ein hoher Impuls erzeugt, der mit Hilfe einer ebenfalls genügend spannungs-

Einfachst-Oszillator

Viele NPN-Transistoren weisen ähnlich einer Tunneldiode in einem bestimmten Kennlinienbereich einen negativen differentiellen Widerstand auf, wenn man die Emitter-Kollektor-Strecke invers polt. Der Effekt tritt bei Spannungen über etwa 10 V auf, und er ermöglicht den Aufbau sehr einfacher Sägezahn-Generatoren (*Bild 1*). Wenn man in die Basis geeignete Impulse einspeist, läßt sich der Oszillator sogar synchronisieren; andernfalls bleibt die Basis unbeschaltet.

Die Frequenz ist sehr vom Transistortyp abhängig, aber auch fast exponentiell von der verwendeten Betriebsspannung (*Bild 2*). Das Diagramm bezieht sich auf einen Widerstandswert von R = 1,5 kΩ; die Ausgangsspannung liegt etwa zwischen 2,8 V und 6,2 V, was sowohl von der Betriebsspannung als auch ein wenig vom Kondensator abhängt. *U. Smulczynski*

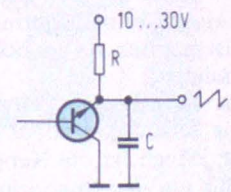


Bild 1. Ein Sägezahn-Oszillator aus nur drei Bauelementen

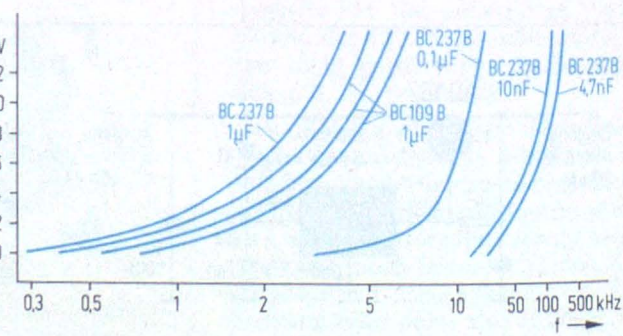


Bild 2. Abhängigkeit der Frequenz von der Betriebsspannung, dem Transistortyp und der Kapazität bei R = 1,5 kΩ

Herbert Sax

IC-Verstärker für 6...13 W

Der in Heft 21 vorgestellte 2-W-Miniatur-Leistungsverstärker TBA 820 M war der erste einer Reihe von Applikations-Berichten, die in diesem Beitrag mit der Beschreibung der ICs TDA 1905 und TDA 1910 für den Leistungsbereich von 6...13 W ihre Fortsetzung findet.

Konzepte und Einsatzbereich

TDA 1905 – ein Leistungs-IC bis 6 W

Das äußere Erscheinungsbild des ICs, ein 16-Pin-DIL-Gehäuse, läßt nicht erkennen, daß sich darin ein Nf-Leistungsverstärker verbirgt, der bei entsprechender Kühlung bis zu 6 W Ausgangsleistung erlaubt, wie in *Bild 1* zu ersehen ist. Die besondere Konstruktion des Kupferframe, auf dem das Chip montiert ist, leitet die entstehende Verlustwärme über die mit dem Frame verbundenen Pins 9...16 ab. Ermittelt man für eine gewünschte Ausgangsleitung die hierzu erforderliche Versorgungsspannung, so ist aus *Bild 2* die Verlustleistung zu entnehmen.

TDA 1910 – ein Hi-Fi-Leistungs-IC bis 13 W

Im Gegensatz zum TDA 1905, bezweifelt man sicher nicht, daß das 11-Pin-SIL-Gehäuse des TDA 1910 mit einem thermischen Widerstand von typ. 2,5 °K/W die maximale Verlustleistung des Chip von 20 W bei einer Gehäusetemperatur von 90 °K abzuleiten in der Lage ist. *Bild 3* zeigt die Leistungstabelle des ICs, der mit einem maximalen Klirrfaktor von 0,5 % die DIN 45500 erfüllt. Die entstehende Verlustleistung über den Betriebsspannungsbereich ist in *Bild 4* zu ersehen.

Gemeinsame Funktionen der beiden ICs

Da beide ICs über den gleichen Chip verfügen, besitzen sie demzufolge auch dem Chip eigene Sonderfunktionen, die im Einführungsbeitrag in Heft 20 bereits genannt wurden, wie: thermal shut down; soft clipping; internal compensation; low noise; low saturation; soft switch on-off.

Als eine weitere Besonderheit ist ein elektronischer Stummschalter zu nennen. Mit ihm ist es möglich, mittels einer Gleichspannung das zum Eingang des ICs führende Nf-Signal gegen Masse kurzzuschließen und die Endstufe dadurch stummzuschalten.

Außenschaltung und Funktion

Bild 5 zeigt das innere Funktionsschema des IC-Chips mit einer Standard-Außenbeschaltung. Sie entspricht auch den zum Nachbau vorgeschlagenen Platinenentwürfen der beiden Endstufenkonzepte. Die quadratisch eingerahmten Ziffern sind dem Aufbau des TDA 1910 zugeordnet, die freien Ziffern, der Platine des TDA 1905, worauf sich auch die folgende Schaltungsbeschreibung bezieht.

Das Nf-Signal führt über den der Gleichspannungsabtrennung dienenden Kondensator C1 zum nichtinvertierenden Eingang des ICs, Pin 8. Da das IC eine integrierte Mittenspannungseinstellung beinhaltet, ist ein externer Spannungsteiler nicht erforderlich. Der

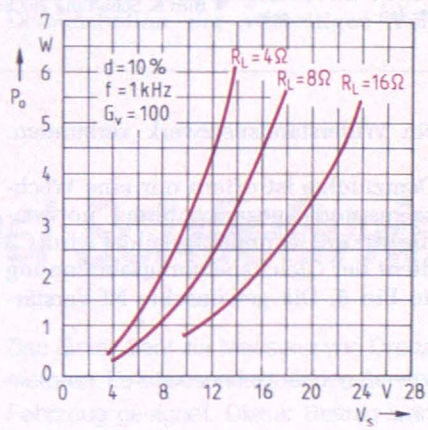


Bild 1. Ausgangsleistung des TDA 1905 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen

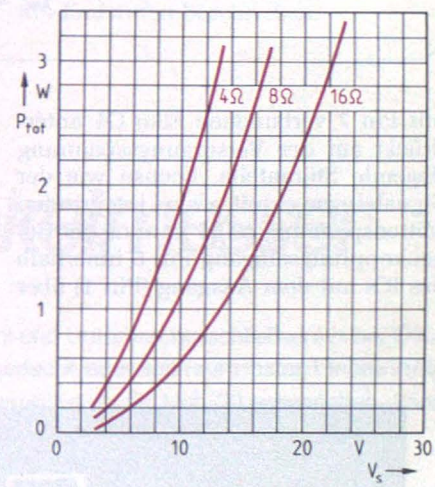
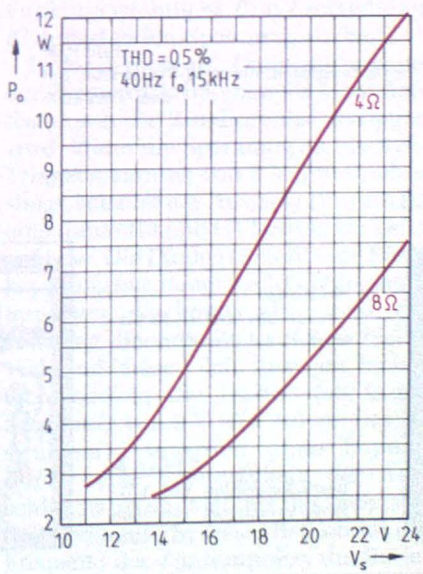


Bild 2. Verlustleistung des TDA 1905 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen



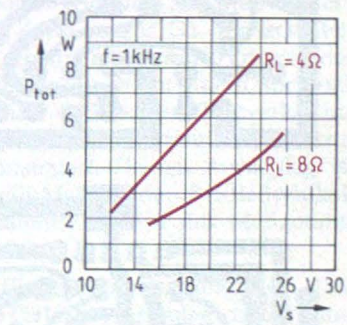
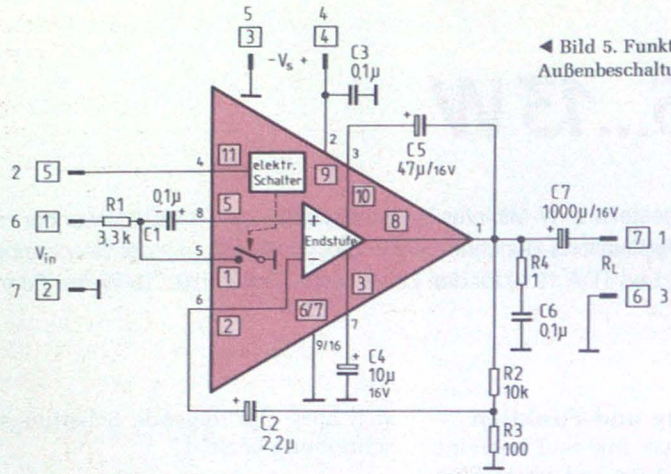
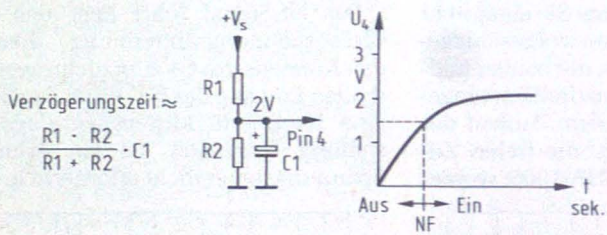


Bild 4. Verlustleistung des TDA 1910 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen

◀ Bild 3. Ausgangsleistung des TDA 1910 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen



◀ Bild 5. Funktionsschema bei der ICs sowie deren Standard-Außenbeschaltung



◀ Bild 6. Schaltung zur Einschaltverzögerung des ICs

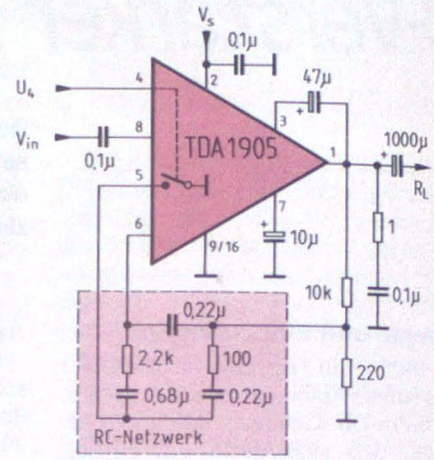
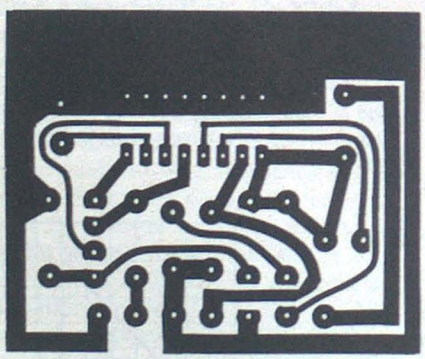


Bild 7. Schaltung zum elektronischen Umschalten des Frequenzganges

mit Pin 7 verbundene Elko C4 unterdrückt auf der Versorgungsspannung liegende Störanteile. Ebenso wie der Signaleingang mit dem integrierten Mittenspannungsteiler ist auch der Gegenkopplungseingang Pin 6 innerhalb des ICs mit dem Ausgang (Pin 1) über ein Widerstandsnetzwerk verbunden.

Demzufolge ist extern nur eine Wechselspannungsgegenkopplung notwendig, die mit R2 und R3 gebildet wird, C2 dient der Gleichspannungsabtrennung an Pin 6. Die gewünschte Nf-Verstärkung ergibt sich aus dem Widerstandsverhältnis von R2 zu R3 nach der Beziehung: $V = 1 + \frac{R2}{R3}$.

Der Bootstrap-Kondensator C5 erhöht den Wirkungsgrad des ICs durch Span-



◀ Bild 8.
Layout des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905

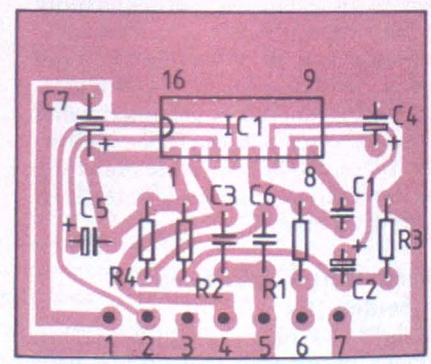
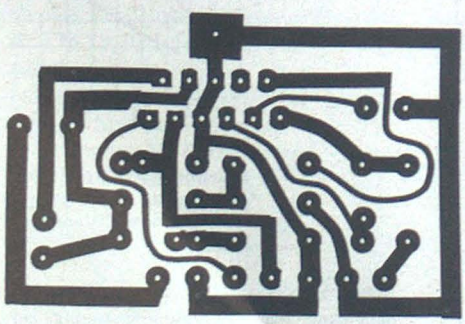


Bild 9. ▶
Bestückungsplan des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905



◀ Bild 10.
Layout des 3-W-Hi-Fi-Verstärkers mit dem TDA 1910

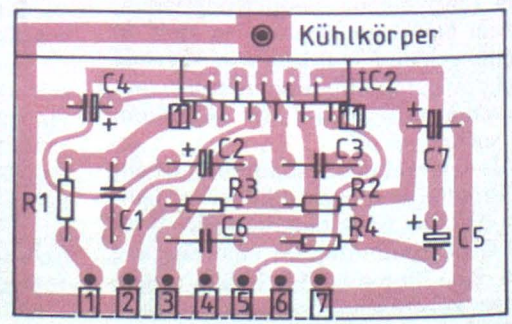


Bild 11. ▶
Bestückungsplan des 3-W-Hi-Fi-Verstärkers mit dem TDA 1910

Tabelle 1.
Typische Daten der IC-Verstärker

IC	TDA 1905	TDA 1910
Versorgungsspannung	4...24 V	4...26 V
Lastwiderstand	4...16 Ω	4...16 Ω
Ausgangsleistung	max. 6 W	max. 13 W
Verstärkung		40 dB (HiFi)
Änderung durch R3		
Ruhestrom	16 mA (Vs=9 V)	21 mA (Vs=24 V)

Tabelle 2. Stückliste

IC1	TDA 1905
IC2	TDA 1910
R1	3,3 kΩ
R2	10 kΩ
R3	100 Ω
R4	1 Ω
C1	0,1 µF (Folie od. Tant.)
C2	2,2 µF (Tantal)
C3	0,1 µF
C4	10 µF/16 V
C5	47 µF/16 V
C6	0,1 µF
C7	1000 µF/16 V

nungsaufstockung der Treiberstufe, wobei der dazu erforderliche Widerstand zwischen der Versorgungsspannung und Pin 3 ebenfalls integriert ist. Eventueller Schwingneigung wird durch den Siebkondensator C3 und das Boucherot-Glied R4/C6 vorgebeugt.

Der elektronische Schalter

Die elektronische Schaltstufe innerhalb des ICs aktiviert einen einseitig an Masse liegenden Schalter. Bei Spannungen an Pin 4 kleiner 1,4 V und größer 5,1 V ist er geschlossen. Im Schaltungsbeispiel nach *Bild 5* kann das Nf-Signal nach dem Widerstand R1 gegen Masse kurzgeschlossen werden. Gewünscht ist dies z.B. bei Rundfunkgeräten während des Stationswechsels zur Vermeidung von Umschaltgeräuschen. Auch ein elektronisch verzögertes Einschalten der Nf ist möglich (*Bild 6*). Als Demonstration der vielseitigen Verwendbarkeit des elektronischen Schalters ist in *Bild 7* eine Schaltungsvariante gezeigt, mit der man den Frequenzgang des Verstärkers von linear auf eine Baß- und Höhenanhebung umschalten kann.

Hinweise zum Aufbau

Bild 8 zeigt das Layout, *Bild 9* den Bestückungsplan des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905; ebenso *Bild 10* und *Bild 11* für die 13-W-Hi-Fi-Endstufe mit dem TDA 1910. Die Stückliste gilt für beide Schaltungskonzepte. Bei Belastung der Aufbauten mit der höchst zulässigen Ausgangsleistung ist auf gute Kühlung zu achten, da sonst die thermische Sicherung der ICs zu früh anspricht. Die *Tabelle 1* beinhaltet die wichtigsten technischen Daten der beiden Bauvorschläge, *Tabelle 2* die Stückliste. Im nächsten Heft wird der 10-W-Leistungsverstärker TDA 2003 für Autoradio-Endstufen beschrieben.

Hubert Ihringer

Drehzahl- und Schließwinkelmesser

1. Teil

Das Gerät dient zur Messung von Drehzahl und Unterbrecherschließwinkel bei Ottomotoren. Es ist besonders für den Service gedacht, aber auch zum festen Einbau in ein Fahrzeug geeignet. Dieser Beitrag war ursprünglich für Heft 20 vorgesehen, kann aber aus technischen Gründen erst jetzt erscheinen.

Funktionsweise

Das Meßgerät wird mit drei Leitungen an die Autobatterie und den Unterbrecherkontakt angeschlossen. Es lassen sich auf derselben Skala Drehzahl und Schließwinkel ablesen. Mit diesem Gerät und einer handelsüblichen Zündblitzpistole lassen sich Kfz-Zündanlagen einstellen, die Funktion der Zündzeitpunktverstellung und der Zustand des Verteilers kontrollieren. Zur Eichung und zum Funktionstest ist ein Oszillator vorhanden, der auf Knopfdruck eine Meßfrequenz mit genau definiertem Tastverhältnis einspeist.

Schaltungsbeschreibung

In *Bild 1* wird die Innenschaltung des verwendeten ICs (Fensterdiskriminator TCA 965) mit der Beschaltung dargestellt, soweit sie zum Verständnis der Funktion wichtig ist. *Bild 2* zeigt die am IC auftretenden Spannungsverläufe.

In der Betriebsart „Drehzahl" arbeitet der Fensterdiskriminator als Monoflop, das durch die Zündimpulse getriggert wird. Wenn die Spannung an Pin 6 die Triggerspannung von 3 V (Pin 8) übersteigt, schaltet der Ausgang (Pin 13) für eine durch R3 und C1 bestimmte Zeit τ auf Low. Die Diode D5 stellt eine Rückkopplung her, damit auch bei Eingangsimpulsen, die kürzer als τ sind, der Ausgang die volle Zeit auf Low bleibt. Während dieser Zeit liegt am Instrumentenzweig die intern stabilisierte Spannung von 6 V (Pin 10) an. Das Instrument I integriert diese Impulse durch seine Eigenträgheit, der Ausschlag ist so ein Maß für die Drehzahl. Das Gerät mißt in dieser Betriebsart die Frequenz der Zündimpulse, die für jeden Motortyp in einem bestimmten Verhältnis zur Drehzahl stehen.

In der Betriebsart „Schließwinkel" ist der Kondensator C1 abgeschaltet; das IC arbeitet als Schmitt-Trigger, der das Eingangssignal zu einem Rechteck mit genau definiertem Tastverhältnis formt (Pin 14) und damit das Instrument ansteuert. Dessen Ausschlag ist damit ein Maß für den Schließwinkel. Das Gesamtschaltbild des Meßgerätes zeigt *Bild 3*.

Die Eingangsbeschaltung (R5, D6, R6 und C5) ist so ausgelegt, daß die am Unterbrecher auftretende Spannung von einigen hundert Volt auf 6 V begrenzt und Störspitzen unterdrückt werden. Die Spannung an Pin 6 muß symmetrisch um die Triggerspannung von 3 V (Pin 8) schwanken, damit die Meßgenauigkeit bei der Schließwin-

kelmessung erhalten bleibt. Die Betriebsspannung ist im Kfz von starken Störungen überlagert und wird deshalb mit R4, D2 und C3 begrenzt und geglättet. Diode D1 schützt vor Falschpolung, was bei Verwendung als Servicegerät unbedingt zu empfehlen ist. Die Schaltung mit IC1 arbeitet im Betriebsspannungsbereich von 8 bis 27 Volt. Wegen des Eichoszillators wurde hier die zulässige Spannung durch D2 auf 18 V begrenzt.

Der Eichoszillator arbeitet mit dem Timer 555 (IC 2), dessen Ausgangs-Signal von dem Dezimalzähler FZJ 145 (IC 3) der LSL-Serie auf die Meßfrequenz herabgeteilt wird. Durch Verwendung dieser Schaltung ist keine zusätzliche Stabilisierung der Speisespannung erforderlich. Die Signale an den Ausgängen haben verschiedene, genau definierte Tastverhältnisse von 10, 20, 40 und 50%, so daß z. B. das Signal am Ausgang C (Pin 5 von IC 3) einem Schließwinkel von 60% entspricht. Dieses Signal wird bei Drücken der Taste S2 direkt in die Meßschaltung eingespeist.

Dimensionierung

Die Werte der Bauelemente R1, R2, R3, C1 und C6 richten sich danach, welches Instrument verwendet wird, welcher Meßbereich angezeigt und welcher Motor gewartet werden soll. Die Frequenz der Zündfunken läßt sich aus folgender Formel berechnen:

$$f = \frac{n}{30} \cdot \frac{Z}{T} ;$$

dabei ist
f = Frequenz (Hz)
n = Drehzahl des Motors (1/min)
Z = Zahl der Zylinder
T = Takte (Zwei- oder Viertaktmotor)

Die Schaltung wird zweckmäßig so ausgelegt, daß für beide Meßfunktionen die gleiche Skalenteilung verwendet werden kann. Die Schaltzeit des Monoflops muß dann

$$\tau = 3\ \text{ms} \cdot T/Z$$

betragen. Die Werte der maßgeblichen Bauelemente erhält man aus

$$\tau = 0{,}7 \cdot R3 \cdot C1.$$

Die Bauelemente des Eichoszillators berechnet man aus

$$10 \cdot f_{max} = \frac{1}{0{,}7 \cdot (2 \cdot R1 + R7) \cdot C6}$$

P1, P2 und P3 werden als Teil von R1, R2 und R3 so gewählt, daß eine Ab-

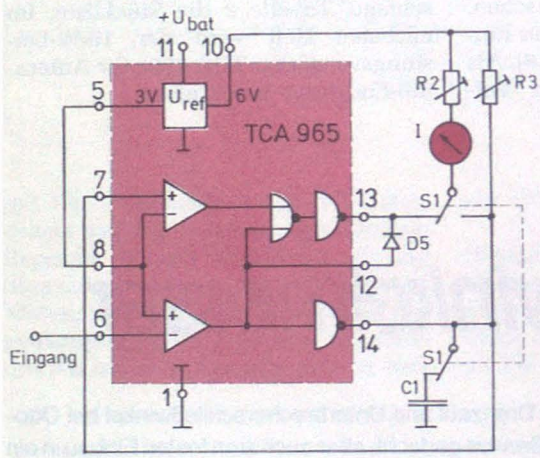


Bild 1. Funktionsschaltbild des Meßgerätes, S1 in Stellung

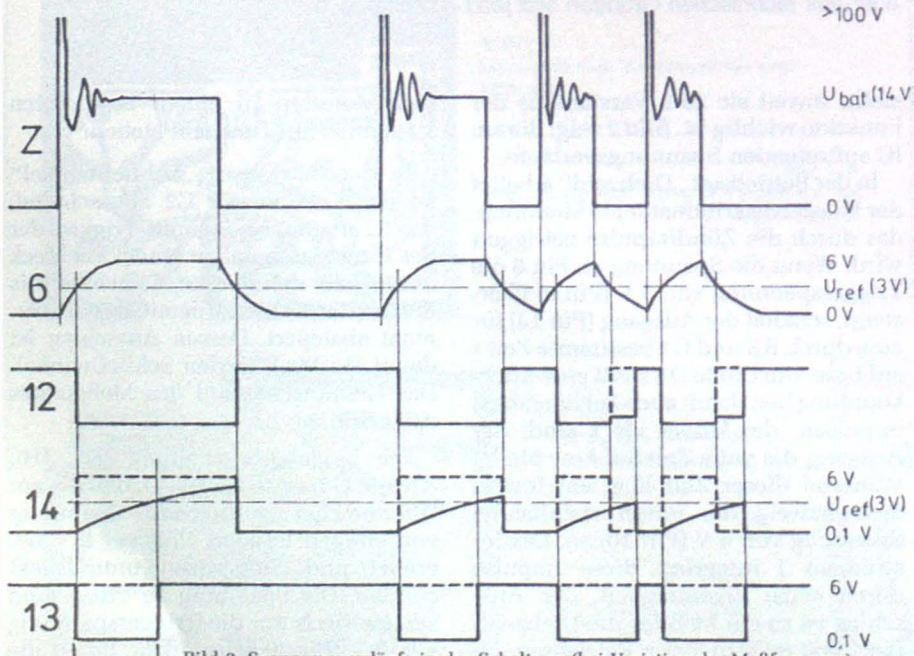
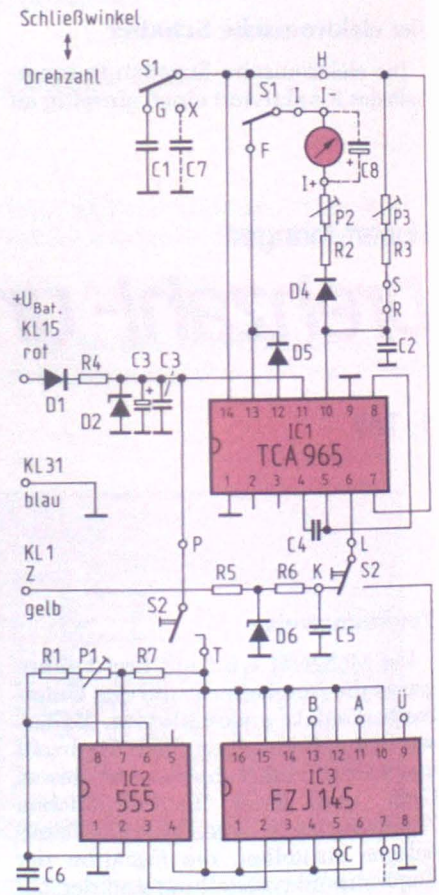


Bild 2. Spannungsverläufe in der Schaltung (bei Variation der Meßfrequenz)
——— Drehzahl, – – – – – – Schließwinkel, Drehzahlmessung

Bild 3. ▶ Gesamtschaltbild des Drehzahl- und Schließwinkelmessers (Standardausführung)



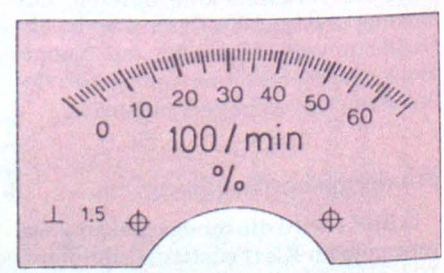
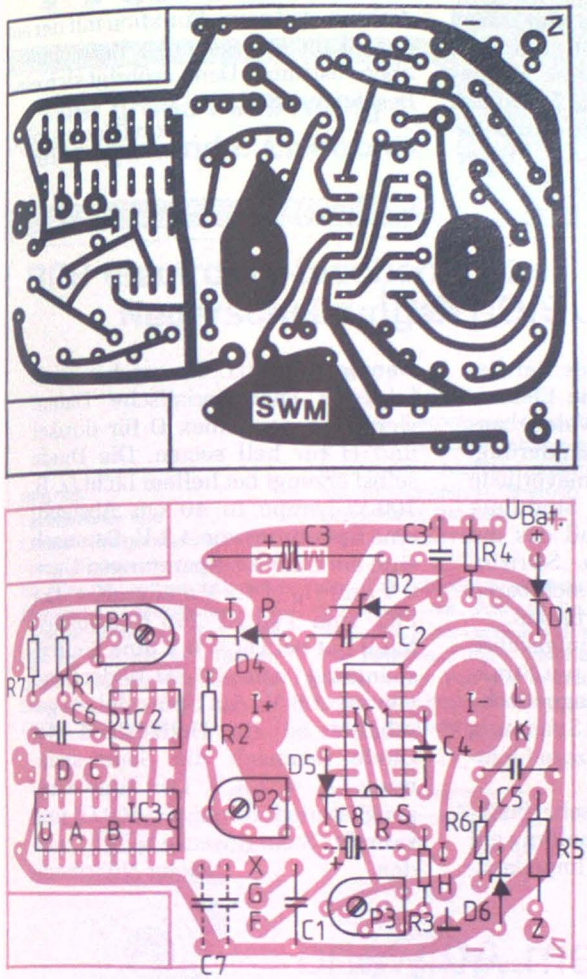
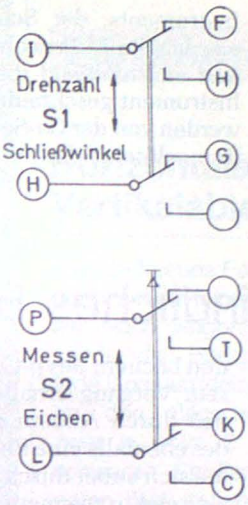


Bild 4. Skala des Mustergerätes



◄ Bild 5. Gedruckte Platine und Bestückungsplan



▲ Bild 6. Verdrahtung der Schalter S1 und S2 (Standardausführung)

stimmung von etwa 10 % möglich ist. Der Widerstand des Instrumentenzweiges ergibt sich aus

$$R2_{ges} = (U_{ref} - U_{D4}) \left(\frac{\text{Schließwinkel}}{\text{Instr.-strom}}\right)$$

bei Vollausschlag

Als Instrument kommt ein 1 mA-Drehspulinstrument in Frage. Bei Instrumenten mit höherem Strombedarf (max. 10 mA) ist R2 entsprechend zu verkleinern. Dabei kann zur Temperaturkompensation des Kupferwiderstandes der Drehspule der Widerstand R2 durch eine weitere Si-Diode ersetzt und die Eichung allein mit P2 durchgeführt werden.

Aufbau des Gerätes (Standardausführung)

Im allgemeinen ist für ein Servicegerät für die üblichen Vierzylinder-Viertaktmotoren ein Meßbereich von 6000/min, bzw. 60 % zweckmäßig (Vollausschlag 60). Damit ergibt sich eine maximale Meßfrequenz von 200 Hz und eine Schaltzeit des Monoflops von $\tau = 3$ ms. Der Oszillator muß dann mit 2 kHz schwingen. Die Werte der in der *Stückliste* aufgeführten Bauelemente wurden für diesen Fall berechnet. In Klammern sind die Werte für einen Vollausschlag von 80 angegeben. In diesem Fall wird der Eichanschluß D anstelle von C verwendet. Für andere Motoren lassen sich die Werte mit Hilfe obiger Formeln bestimmen oder aus der *Tabelle* entnehmen.

Die entsprechende Skala muß im allgemeinen selbst hergestellt werden. Sie erhält eine Eichmarke bei dem gewählten Vollausschlag (z. B. 60). Ein Muster für eine 100°-Skala zeigt *Bild 4*.

Die Platine nach *Bild 5* ist so ausgelegt, daß sie direkt auf die Anschlußschrauben eines Instruments geschraubt werden kann, wenn der Abstand der Anschlüsse etwa 28 mm beträgt. Wenn auf den Eichoszillator verzichtet werden soll, kann die Platine abgeschnitten werden. Das Instrument wird in ein passendes Gehäuse eingebaut. Daneben werden die Schalter und Kabeldurchführungen so angeordnet,

Tabelle: Werte für 8000/min und 1600/min und verschiedene Motortypen

Motortyp	4 Zyl./4takt 2 Zyl./2takt	5 Zyl./4takt	6 Zyl./4takt 3 Zyl./2takt
max. Meßfrequenz für 8000/min	266,7 Hz	333,3 Hz	400 Hz
Monoflop			
Zeitdauer τ	3 ms	2,4 ms	2 ms
R3	82 kΩ	68 kΩ	56 kΩ
P3	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
C1	47 nF	(47 nF	(47 nF
C7 = 5 · C1	220 nF + 15 nF	220 nF + 15 nF)	220 nF + 15 nF)
C8 (siehe Text)			
Eichoszillator			
Eichfrequenz	533,3 Hz	(666,7 Hz	(800 Hz
R7	18 kΩ	18 kΩ	18 kΩ
R1	18 kΩ	12 kΩ	8,2 kΩ
P1	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
C6	47 nF	47 nF)	47 nF)
S1–S3: Miniaturdrehschalter 2 x 3 Stufen			
Leuchtdiode rot und grün			

Weitere Bauelemente nach Stückliste

Werte für Vierzylinder-Viertaktmotor und Vollausschlag 6000/min (8000/min), Frequenz des Oszillators 2 kHz (2,667 kHz).

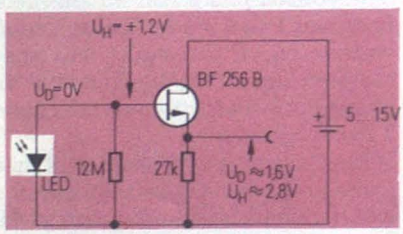
C1	0,1 µF	R1	22kΩ(15kΩ)
C2	0,1 µF	R2	2,2 kΩ
C3	10 µF + 0,22 µF	R3	39 kΩ
C4	100 pF	R4	15 Ω
C5	3,3 nF	R5	3,3kΩ/0,5W
C6	10 nF	R6	100 kΩ
		R7	22kΩ(18kΩ)
D1	1N4004		
D2	BZX83/C18	P1	5 kΩ
D4, D5	Si-Universal		
D6	BZX83/C6V2	P3	5 kΩ
IC1	TCA 965		
IC2	TDC 0555		
IC3	FZJ 145		
S1	Kippschalter 2 x UM		
S2	Taster 2 x UM		
Instrument 1 mA (63 x 87 mm)			

daß das Gehäuseunterteil unbehindert abgenommen werden kann. Die Anschlußkabel werden zweckmäßig aus Laborkabeln mit angeschweißten Bananensteckern in den Farben Rot, Blau und Gelb hergestellt. Nach Einbau des Instruments, der Schalter und Kabel werden die Teile nach *Bild 6* verdrahtet und anschließend die Platine auf das Instrument geschraubt. Alle Leitungen werden von der Cu-Seite her an die Platine gelötet. Schalter S1 ist so zu verdrahten, daß seine Funktion mit der auf der Skala angegebenen Bezeichnung übereinstimmt. Dann erübrigt sich eine Beschriftung.

(Fortsetzung folgt)

LED als lichtempfindliches Bauelement

Eine LED (Light emitting diode) hat eine im n-Gebiet eine sehr hohe und im p-Gebiet eine sehr niedrige Konzentration der Dotierung. Aus diesem Grunde wird der Stromfluß fast ausschließlich durch Elektronen erzeugt. Sie rekombinieren mit den Löchern des p-Gebietes. Bei diesem Vorgang erhalten die Elektronen durch Ändern des Valenzbandes ebenfalls eine Energieänderung, die sich außer durch Wärmeverluste als elektromagnetische Strahlung bemerkbar macht. Es sind das die Photonen, die je nach Schwingungszahl im Gebiet der sichtbaren Strahlung einen Farbton bilden.



Eine LED als Fotodiode liefert nicht gerade viel Strom, aber die Fotospannung läßt sich ohne weiteres mit einem FET nachweisen

Nun geht's aber auch umgekehrt: Fallen Photonen auf die p-n-Struktur, so wird elektromagnetische Strahlung in elektrische Spannung umgesetzt. Die LED wird zum Lichtempfänger.

Da dieser „Generator" sehr hochohmig ist, wird in der Schaltung ein Feldeffekttransistor als Impedanzwandler benutzt. Es ergeben sich folgende charakteristische Daten, wenn wir den Index D für dunkel und H für hell setzen. Die Diode selbst erzeugt bei hellem Licht (z. B. 100-W-Lampe in 40 cm Abstand) eine Spannung von 1,2 V. Demnach sind am Gate die Spannungen U_D = 0 V und U_H = 1,2 V anzutreffen. Der FET vom Typ BF 256 B (selbstleitend) hat bei U_D = 0 V eine Sourcespannung am 27-kΩ-Widerstand von ca. 1,6 V. Als Sourcefolger geschaltet ist im Hellzustand der Diode demnach die Sourcespannung U_H = 2,8 V. Der Sourceausgang ist niederohmig (< 500 Ω) und kann für Steuerzwecke benutzt werden.

Dieter Nührmann

Nf-Ringmodulator mit minimalem Aufwand

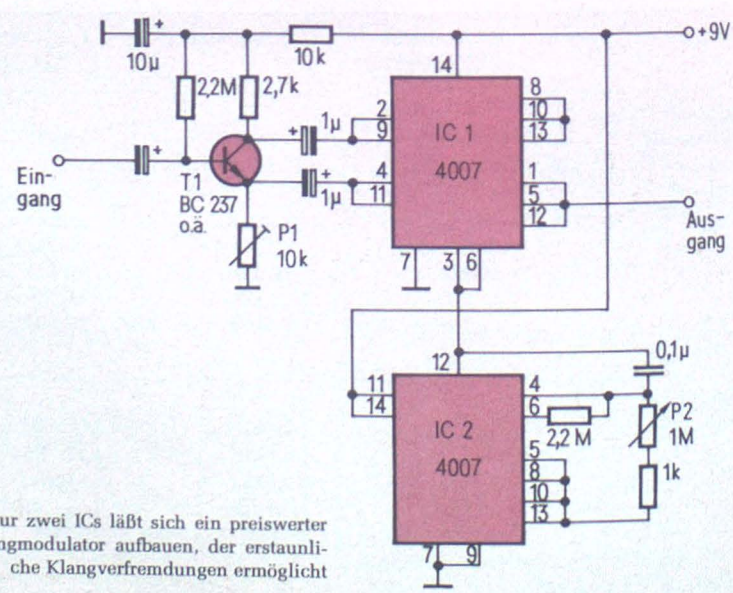
Die Schaltung dient zur Klangverfremdung von elektronischen Musikinstrumenten oder von Stimmen. Der damit behandelte Ton wird hohl, fast hallig, unharmonisch verzerrt, „roboterhaft" knarrend und bei bestimmten Tonhöhen ergeben sich Schwebungen. Die gewünschte Tonhöhe läßt sich einstellen.

Angelehnt ist die Schaltung an eine Veröffentlichung von H. Koppenhöfer in FUNKSCHAU 8/77, Seite 352 „Ein Ringmodulator für den Nf-Bereich". Die hier vorgestellte Schaltung arbeitet zwar nach dem gleichen Prinzip, zeichnet sich aber durch einen bedeutend einfacheren Aufbau aus.

Funktion:

Das Eingangssignal wird direkt und um 180° gedreht auf einen elektronischen Umschalter gegeben (IC1, 4007). Dieser schaltet, durch einen Rechteckgenerator (IC2, 4007) gesteuert, abwechselnd die beiden Signale auf den Ausgang. Dadurch entsteht ein Frequenzgemisch, das den charakteristischen Ringmodulator-Klang ergibt (f_{in} + f_{mod} und f_{in} – f_{mod}, wobei f_{in} und f_{mod} selbst unterdrückt werden). Durch Veränderung der Modulationsfrequenz (über P2) verändert sich die Tonhöhe. Diese könnte fest eingestellt bleiben oder von einer externen Quelle moduliert werden (z. B. über Tiefstfrequenz-Oszillator oder Vibrator), was sich durch LDR-LED-Kopplung erreichen ließe. Mit P1 läßt sich das Übersprechen der Modulationsfrequenz auf ein Minimum abgleichen; ein Vorteil, den manche Ringmodulatoren, bzw. Produktmischer nicht haben.

Hans-Joachim Andree



Mit nur zwei ICs läßt sich ein preiswerter Nf-Ringmodulator aufbauen, der erstaunliche Klangverfremdungen ermöglicht

Ingenieur (grad.) Michael Arnoldt

Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife

1. Teil

Die vorliegende Bauanleitung beschreibt einen Frequenzzähler, der bei einem Arbeitsbereich bis 250 MHz aus der Oszillatorfrequenz eines Empfängers die Empfangsfrequenz ermittelt und anzeigt. Die Schaltung verfügt ferner über eine Frequenzregeleinrichtung, die es gestattet, eine einmal eingestellte Frequenz zu speichern und den Empfängeroszillator darauf abgestimmt zu halten.

Meßprinzip

In Superhetempfängern erfolgt die Umsetzung des Hf-Signals in die Zf-Ebene mit Hilfe eines Oszillators. Der Zusammenhang zwischen den beteiligten Frequenzen ist gegeben durch: $f_z = f_e \pm f_o$ bzw. $f_e = f_o \pm f_z$. Wenn also f_z bekannt (und ggf. konstant) ist und f_o gemessen werden kann, läßt sich f_e mit geeigneten Schaltungen auch elektronisch ermitteln.

Von den verschiedenen möglichen Rechenverfahren wird das hier verwendete anhand der Mischungsgleichung $f_e = f_o \pm f_z$ erläutert. Die dabei zu unterscheidenden Fälle sind:

1. $f_o < f_e$ d. h. $f_e = f_o + f_z$,
2. $f_o > f_e$ d. h. $f_e = f_o - f_z$.

Im ersten Fall ist der f_z-Wert zum f_o-Wert zu addieren. Dies geschieht durch Voreinstellung (Programmierung) des Frequenzzählers auf den Betrag von f_z. Im zweiten Fall muß der gemessene f_o-Wert um die Zf vermindert werden. Dies wird hier durch Einstellung des Zählers auf das Komplement realisiert, d. h. der Zähler startet jede Meßperiode nicht beim Zählerstand Null, sondern bei „$-f_z$". Erreicht er dann den Zählerstand Null, ist die Subtraktion der Zf bereits vollzogen.

Das IC MK 50395 N

Ein geeignetes IC, das über die erforderlichen Funktionen einschließlich der Komponenten zur Frequenzregelung verfügt, ist das IC MK 50395 N von Mostek. *Bild 1* zeigt das Blockbild der Innenschaltung.

Zählerteil

Der sechsstellige Dekadenzähler erhält die zu zählenden Impulse über den Takteingang (Anschluß 36). Der Zähler schaltet an der positiven Taktflanke weiter, sofern der Toreingang (37) L-Potential aufweist. Die Spannung am Vor-Rückeingang V/R (40) legt die Zählrichtung fest; vorwärts (aufwärts) mit H-Potential. Die Voreinstellung (Programmierung) des Zählers erfolgt über den Eingangs-Multiplexer (E-Mpx). Die 4 Daten-Eingänge Z_A...Z_D (19...16) werden – zyklisch vom Multiplex-Oszillator gesteuert – den Vorein-

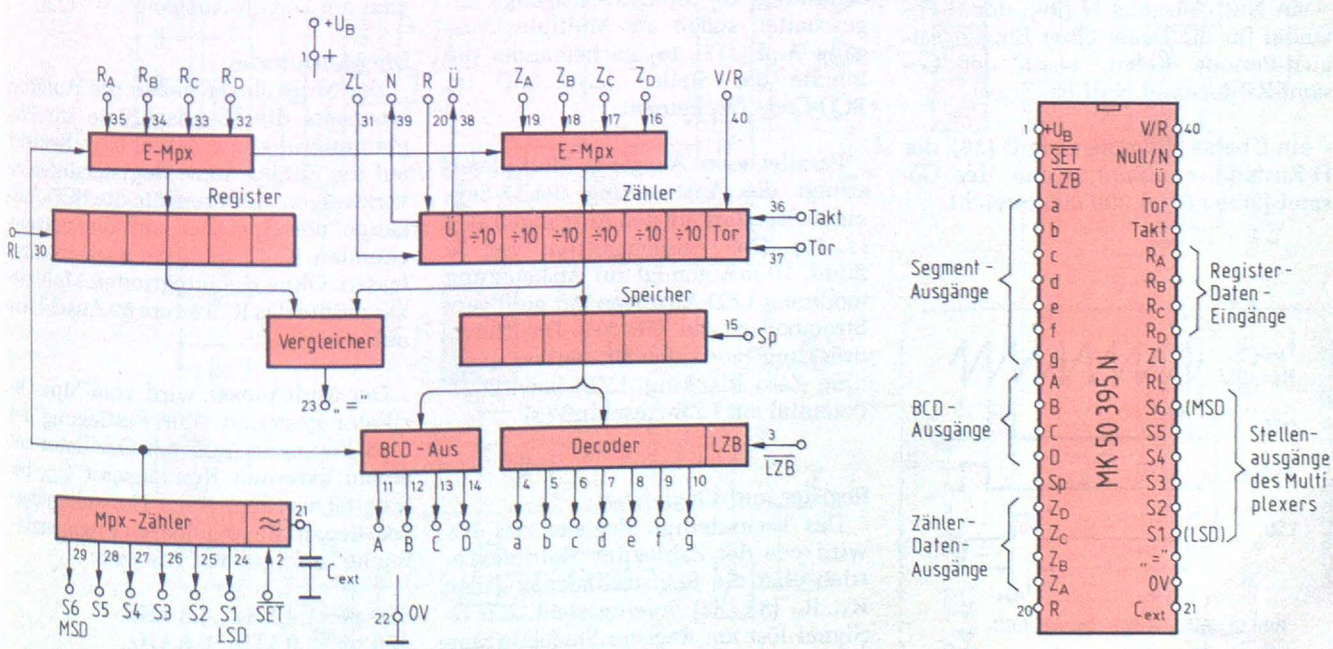


Bild 1. Innenschaltung und Anschlußbelegung des MK 50 395 N

stelleingängen der 6 Zählerstufen zugeschaltet. Die Multiplexfolge läuft immer von der höchsten (MSD = Most Significant Digit) zur niedrigsten Stelle (LSD = Least Significant Digit) ab *(Bild 2)*.

Außerhalb des ICs wird die Zuordnung der jeweiligen Daten-Information zur richtigen Zählerstelle durch eine Dioden-Matrix und eine Reihe von Kodierschaltern zwischen den BCD-kodierten Programmiereingängen Z_A...Z_D und den 6 Multiplex-Ausgängen S1...S6 (24...29) vorgenommen. Dabei bedeutet eine hergestellte bzw. durchgeschaltete Diodenverbindung, daß das jeweils angesteuerte Zähler-Flipflop auf H-Zustand geschaltet wird; eine fehlende (offene) Dioden-Verbindung bewirkt keine Änderung.

Die Übernahme der Programminformation an den Daten-Eingängen Z_A...Z_D erfolgt nicht automatisch, sondern erst mit H-Signal am Zähler-Lade-Eingang ZL (31). Da zu einem beliebigen Zeitpunkt jeweils nur einer der 6 Multiplex-Ausgänge auf H-Potential liegt (s. Bild 2), und folglich die Übernahme der Information nur in eine Zählerstufe bewirkt, muß der Steuereingang ZL für mindestens eine volle Multiplex-Periode, also 6 Einzelschritte auf H-Potential bleiben nach $T \geqq 6 \cdot t_{Mpx} = 6/f_{Mpx}$.

Bedingt durch die IC-Organisation, wird der Zähleingang durch den ZL-Impuls gesperrt. Zur Sicherung des Programmiervorgangs wird empfohlen, jeden Programmeingang über 150 pF nach $+U_{SS}$ zu schalten.

Zur Vielseitigkeit des ICs tragen bei:
– ein Null-Ausgang N (39), der H-Potential für die Dauer einer Eingangssignal-Periode liefert, wenn der Gesamt-Zählerstand Null ist,

– ein Übertragungsausgang Ü (38), der H-Zustand annimmt, wenn der Gesamt-Zählerstand 000 000 erreicht.

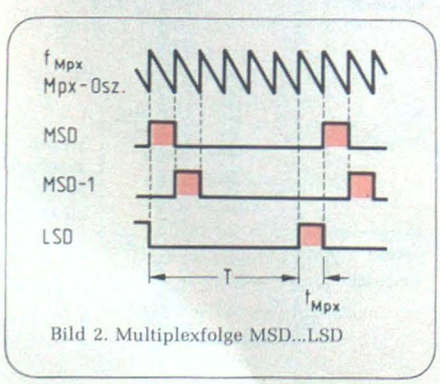


Bild 2. Multiplexfolge MSD...LSD

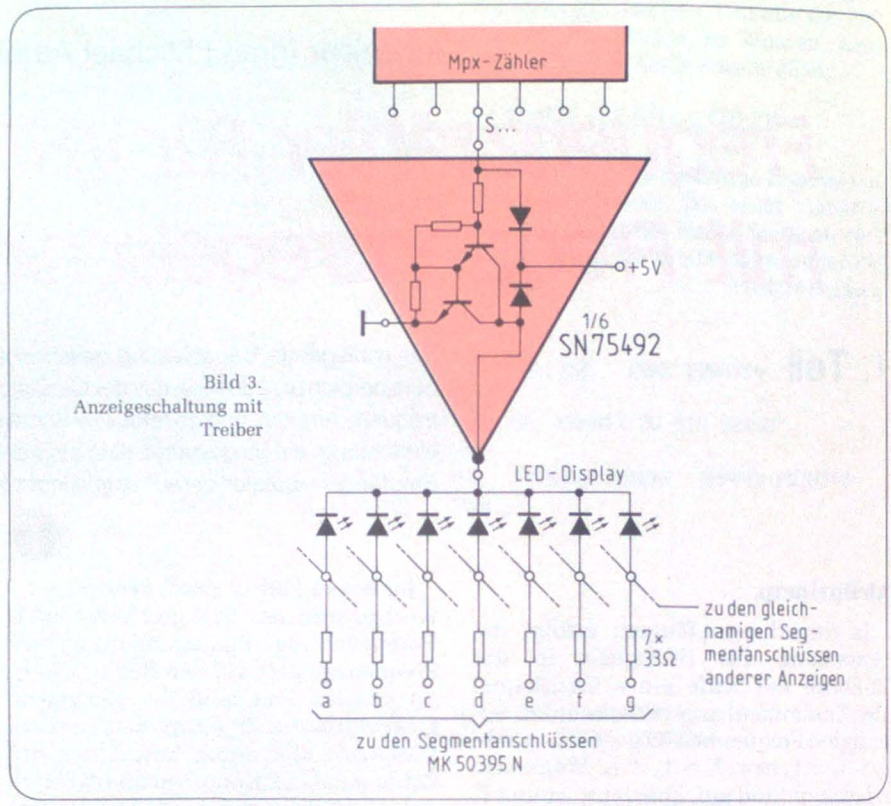


Bild 3. Anzeigeschaltung mit Treiber

Speicher und Decoder

Der sechsstellige Speicher übernimmt den Zählerstand, wenn am Speicher-Steuereingang Sp (15) L anliegt.

Die Übernahme erfolgt für alle Stufen gleichzeitig, also nicht im Multiplexbetrieb. Vom Speicher erhält ein Ausgangs-Multiplexer nacheinander (entsprechend der Eingangs-Multiplex-Schaltung) die Sp-BCD-Ausgänge zugeschaltet, sodaß am Multiplex-Ausgang A...D (11...14) nacheinander die Inhalte der Stellen MSD...LSD im BCD-Code erscheinen.

Parallel zum Ausgangs-Multiplexer erfolgt die Ansteuerung des 7-Segment-Decoders mit den Ausgängen a...g (4...10). Der Ausgangsstrom von je mind. 10 mA genügt zur Ansteuerung moderner LED-Anzeigen mit geringem Strombedarf wie TIL 313. Die Unterdrückung vorlaufender Nullen (Leading Zero Blanking, LZB) bewirkt H-Potential am LZB-Anschluß (3).

Register und Vergleicher

Das sechsstellige Register des ICs wird wie der Zähler im Multiplexbetrieb über die Register-Dateneingänge R_A...R_D (35...32) voreingestellt. Ein H-Signal löst am Register-Steuereingang RL (Register Laden; 30) die Übernahme aus. Es muß für wenigstens eine Multiplex-Periode anliegen.

Da sich das Register nicht direkt löschen läßt, kann die Nullstellung nur durch Anlegen der Daten-Information Null (L) an alle Daten-Eingänge erreicht werden. Ein digitaler Vergleicher (Komparator) vergleicht die Zählerstände der 6 Register- und der 6 Zählerstufen und liefert bei Gleichheit H-Signal am Gleich-Ausgang „=" (23).

Die Multiplexer

Die Multiplexer haben die Aufgabe, einerseits die IC-Anschlüsse zur Programmierung von Zähler bzw. Register auf die Zähler- bzw. Registerstufen zu verzweigen, andererseits die BCD-Ausgänge der Speicher auf die entsprechenden IC-Anschlüsse zusammenzufassen. Ohne die integrierten Multiplexer müßte das IC weitere 89 Anschlüsse aufweisen!

Der Multiplexer wird vom Mpx-Oszillator gesteuert. Zur Festlegung der Mpx-Frequenz muß der Oszillator mit einem externen Kondensator C_{ext} beschaltet werden. Nach Herstellerangaben liegen die erzielbaren Frequenzbereiche in folgenden Grenzen:

820 pF: 1,4 kHz...4,8 kHz,
470 pF: 2,0 kHz...6,8 kHz,
120 pF: 7,0 kHz...20 kHz.

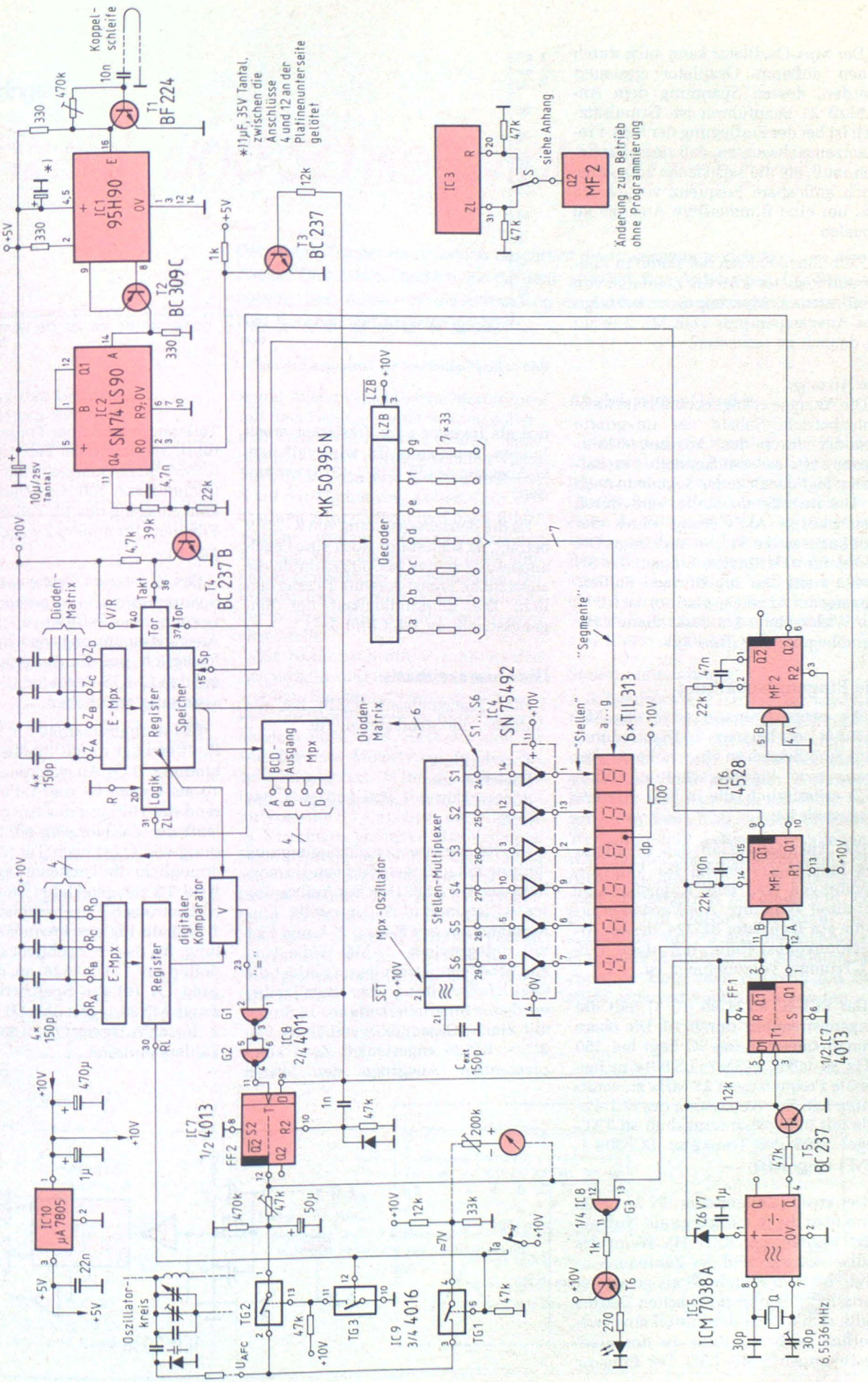


Bild 4. Gesamtschaltung des Zählers

Der Mpx-Oszillator kann auch durch einen äußeren Oszillator gesteuert werden, dessen Spannung dem Anschluß 21 zuzuführen ist. Grundsätzlich ist bei der Festlegung der Mpx-Frequenzen zu beachten, daß sie höher liegen muß, als die sechsfache vom Auge noch auflösbare Frequenz von ca. 25 Hz, um eine flimmerfreie Anzeige zu erzielen.

Zum Einspeichern der Daten in Zähler und Register wird die Zeitdauer von mindestens 6 Mpx-Impulsen benötigt. Der Ausgangsimpuls vom MF 2 (s. u.) ist danach zu bemessen.

Die Anzeige

Die Anzeige erfolgt ebenfalls im Multiplexbetrieb. Sobald der integrierte Dekoder durch den Ausgangs-Multiplexer auf eine Speicherstelle geschaltet ist, legt der Dekoder Segmente nach H. Die betreffende Stelle wird durch gleichzeitige Aktivierung eines der Stellenausgänge S1...S6 angezeigt. Der Inverter mit Darlington-Eingang 1/6 SN 75492 zieht den zugehörigen Stelleneingang der Anzeige(-platine) nach 0 V. Die Widerstände 7 x 33 Ω dienen zur Strombegrenzung (*Bild 3*).

Die Eingangsschaltung

Die obere Grenzfrequenz des MK 50395 N liegt bei max. 2 MHz. Dadurch wird zum Betrieb an einer höheren Frequenz eine Vorteilerschaltung (IC 1, IC 2) erforderlich, die in *Bild 4* rechts dargestellt ist.

Die Ankopplung an den Oszillator des Empfängers erfolgt für VHF-Anwendungen über eine Koppelschleife mit einer Windung. Als Verstärker arbeitet ein Transistor BF 224, dessen Arbeitspunkteinstellung mit dem 470-kΩ-Trimmer vorzunehmen ist.

Das ECL-IC 95 H 90 (IC 1) teilt die Eingangsfrequenz durch 10. Die obere Grenzfrequenz dieses IC liegt bei 250 MHz, so daß IC 2 (SN 74 LS 90) eine maximale Frequenz von 25 MHz zu verarbeiten hat. Zur Anpassung des ECL-Pegels mit 0,8-V-Spannungshub an TTL-Pegel wird der Transistor BC 309 C (PNP) eingesetzt.

Der zweite Zehnerteiler SN 74 LS 90 kann über die R_o-Eingänge auf Null gesetzt werden (bei R_o = H). Wenn das Nullsetzen während der Zählpause erfolgt, dient IC 2 zugleich als getakteter Vorteiler. Für den praktischen Betrieb ergibt sich daraus der Vorteil einer wesentlich größeren Ruhe in der niedrigstwertigen Stelle LSD. Der Eingang

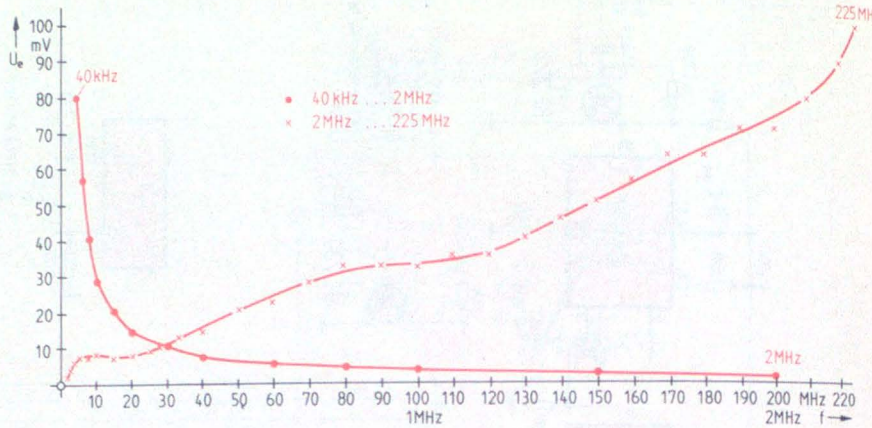


Bild 5. Empfindlichkeit der Eingangsschaltung

des als Inverter und Verstärker arbeitenden Transistors T3 wird mit dem $\overline{Q}$-Ausgang des FF 2 (1/2 4013) verbunden.

Da die Betriebsspannung von IC 2 5 V beträgt, ist schließlich noch eine Pegelanpassung an den MK 50395 durch die zusätzliche Transistorstufe T4 erforderlich. Die Empfindlichkeit der Eingangsschaltung zeigt *Bild 5*.

Die Quarzzeitbasis

Die Quarzzeitbasis (QZB) hat die Aufgabe, die Steuersignale für

- Torschaltung,
- Speicher- und
- Rücksetz- bzw. Ladevorgänge zu liefern.

Die Referenzfrequenzerzeugung und -teilung mit geringem Aufwand ermöglicht das IC ICM 7038A. Der Aufbau dieses IC ist in *Bild 6* dargestellt. Eine Kombination aus P- und N-Kanal-FET mit integriertem 22-MΩ-Widerstand zur Arbeitspunktregulierung bildet die Oszillatorschaltung. Über einen Treiber wird eine Binärteilerkette aus 16 Stufen mit einem Gesamtteilerverhältnis von 2^{16} = 65536 angesteuert. Zwei komplementäre Ausgänge der letzten Teilerstufe sind über Treiber herausgeführt. Sie liefern bei Verwendung eines 6,5536-MHz-Quarzes eine Ausgangsfrequenz von 100 Hz. (Zusätzlich steht vom Ausgang des 13. Teilers die 8fache Frequenz für andere Zwecke zur Verfügung.)

Das IC ist zum Betrieb an einer 3-V-Spannungsquelle vorgesehen. Dadurch werden eine Z-Diode 6,7 V und der Ausgangsspannungsverstärker T 5 erforderlich, um die Ausgangsspannung auf den CMOS-Pegel für 10 V Betriebsspannung anzuheben.

Das nachgeschaltete FF 1 (1/2 4013, IC 7) erzeugt durch Binärteilung (Verbindung D-$\overline{Q}$) Ausgangssignale von je 10 ms langen H- und L-Phasen. Während der H-Phase des Ausgangs $\overline{Q1}$ (2) läuft der Zählvorgang ab. Die Verbindung von Q (1) nach Tor (37) von IC 3 ermöglicht die Torsteuerung, über $\overline{Q}$ (2) wird T3 zur getakteten Steuerung von IC 2 betrieben. Darüberhinaus liefert FF 1 Signale für die Frequenzregelschaltung. An das FF 2 schließt sich ein Monoflop MF 1 (1/2 4528) an, das am Ausgang $\overline{Q1}$ (9) die Speicherimpulse erzeugt. MF 2 triggert über Q1 (10) das MF 2, dessen Ausgang Q2 (6) das Laden des Zählers einleitet.

Schluß folgt

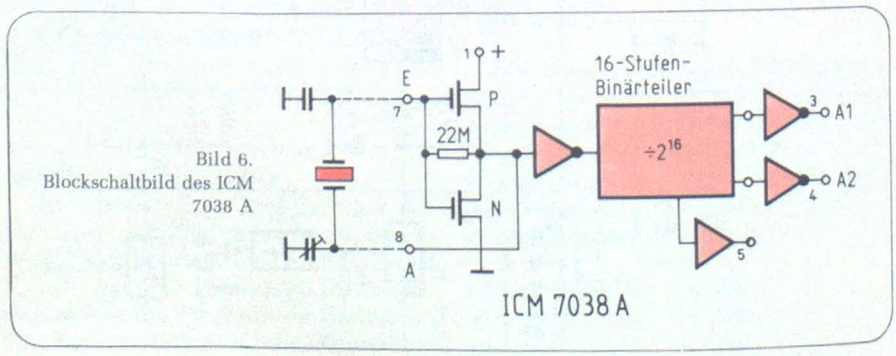


Bild 6. Blockschaltbild des ICM 7038 A

Hubert Ihringer

Drehzahl- und Schließwinkelmesser

2. Teil

Der zweite Teil der Bauanleitung beschreibt die Erweiterungsmöglichkeit um einen zweiten Drehzahlmeßbereich und die dafür erforderlichen Änderungen. Um Schwierigkeiten beim Aufbau und der Anwendung von vornherein zu vermeiden, werden Tips zum Nachbau und Abgleich gegeben.

Erweiterung des Gerätes für allgemeinen Service

Bei einer aufwendigeren Ausführung des Meßgerätes kann ein zweiter Drehzahlmeßbereich eingebaut werden, der im Verhältnis 1: 5 zum ersten steht und mit dem gleichen Eichoszillator eingestellt werden kann, der dann auf $2 \cdot f_{max}$ schwingen muß. Es empfiehlt sich, anstelle mehrerer Kippschalter zwei Miniaturdrehschalter einzubauen, die nach *Bild 7* verdrahtet werden. Der Platz für den zusätzlichen Kondensator C7 ist auf der Platine bereits vorgesehen. Der Kondensator setzt sich aus zwei Werten zusammen, die so ausgesucht werden sollen, daß sich möglichst genau der fünffache Wert von C1 ergibt. Wenn verschiedene Motortypen mit dem Gerät gewartet werden sollen, und man nicht mehrere Skalen zeichnen will, ist ein weiterer Schalter S3 erforderlich. Dazu sind die Punkte R und S auf der Platine vorgesehen. Ihre Verbindung wird entfernt und nach Bild 7 werden weitere Widerstandszweige R3' und R3'' eingefügt. Die Potis können an den Schalter gelötet werden. Der Eichoszillator wird auf die niedrigste der in Frage kommenden Frequenzen eingestellt.

Die Skala nach *Bild 8* muß an den Zeigerradius des Instruments angepaßt werden. Sie besitzt mehrere Eichmarken. Die Bauelemente für die Drehzahlbereiche 8000, bzw. 1600/min sind für verschiedene Motortypen in der *Tabelle* angegeben. Wird die Umschaltung zwischen den angegebenen Motortypen mit S3 eingebaut, entfallen die in Klammern gesetzten Bauelemente. Die Eichfrequenz beträgt dann 533,3 Hz, die Eichmarken liegen auf der Skala bei 80, 64 und 53,3. Zur Unterscheidung der Betriebszustände Messen/Eichen lassen sich zwei LEDs wie gezeigt anschließen. Einen Vorschlag für die Frontplattenbeschriftung zeigt ebenfalls Bild 8.

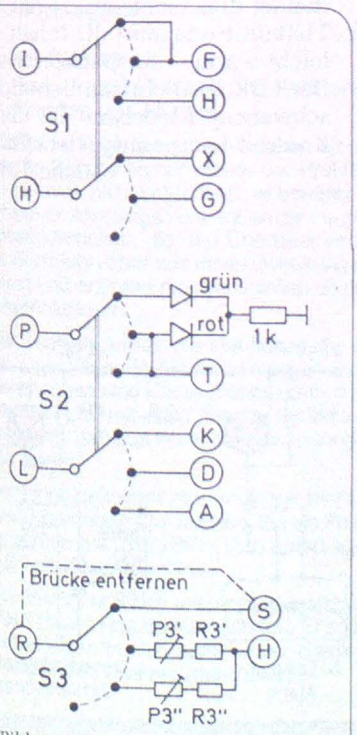


Bild 7. Verdrahtung der Drehschalter (erweiterte Ausführung)

Abgleich des Gerätes

Zuerst muß die Frequenz des Eichoszillators eingestellt werden. Dazu benötigt man einen Frequenzzähler oder ein Oszilloskop mit genauer Zeitbasis, evt. einen bereits geeichten Drehzahlmesser. Da der Eichoszillator einen engeren Betriebsspannungsbereich als die Meßschaltung hat, ist die Eichung nur bei einer Spannung von 12...18 V zulässig. Folgende Reihenfolge ist beim Abgleich einzuhalten:

Standardausführung

Bei gedrückter Eichtaste S2 wird die Frequenz des an der Meßschaltung liegenden Signals mit P1 auf den gewünschten Wert (z. B. 200 Hz) eingestellt. Zur Erhöhung der Auflösung kann die Frequenz auch am Timerausgang (Pin 3 von IC2) auf den 10 fachen Wert eingestellt werden. Anschließend wird in Stellung „Schließwinkel" der Ausschlag des Instruments mit P2 auf die Eichmarke (z. B. 60) eingesfellt. Zuletzt wird in Stellung „Drehzahl" der Ausschlag mit P3 auf die Eichmarke eingestellt. Damit ist der Abgleich beendet, er kann auch während des Betriebs jederzeit kontrolliert werden.

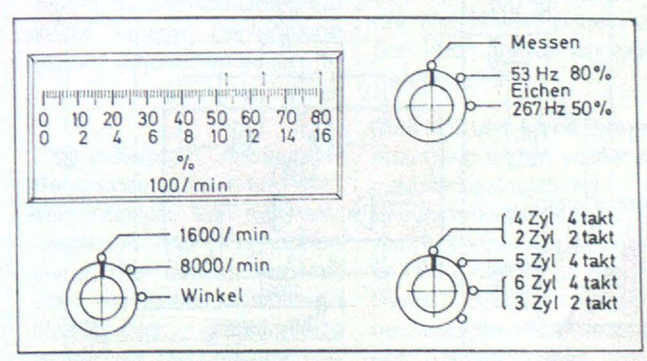


Bild 8. Beispiel für Frontplatten-Beschriftung und Skala

Abgleich bei weiteren Meßbereichen

Die Eichung erfolgt im Prinzip wie bei der Standardausführung. Es stehen jedoch zwei Eichsignale mit verschiedenen Tastverhältnissen zur Verfügung. Wurde die Umschaltung mit S3 auf mehrere Motortypen eingebaut, muß für jeden Typ eine Eichmarke auf der Skala vorhanden sein. Nach Einstellen der Eichfrequenz von 533,3 Hz für einen 4-Zylinder-Viertaktmotor mit P1 wird in der Betriebsart „Schließwinkel" der Ausschlag mit P2 auf die entsprechenden Werte eingestellt. In der Betriebsart „Drehzahl" wird dann im hohen Meßbereich der Ausschlag mit den Potis P3, P3' und P3" auf die zugehörigen Marken eingestellt. Anschließend wird die Eichfrequenz und der Meßbereich auf niedrig umgeschaltet. Stimmen die Ausschläge mit den Eichmarken nicht überein, muß C7 verändert werden. Die Potis dürfen nicht mehr verdreht werden.

Tips für den Nachbau

Die Referenzspannung an Pin 5 von IC1 muß möglichst genau zwischen 0 V und der Zenerspannung von D6 liegen. Wenn das durch Aussuchen von D6 nicht erreicht werden kann, tritt bei der Schließwinkelmessung ein kleiner Fehler auf, der weiter verkleinert werden kann, indem C5 verkleinert wird. Die Störsicherheit wird dadurch geringfügig verschlechtert. Die Messung der Spannungen an D6 und Pin 5 ist nur mit einem hochohmigen Instrument durchzuführen ($R_e >> R6$).

Bei festem Einbau in ein Fahrzeug sollte die an Klemme 1 (Unterbrecher) angeschlossene Eingangsleitung abgeschirmt werden, da sie sonst Radiostörungen verursachen kann. Der Eingang ist so hochohmig, daß bei freihängender Eingangsleitung die Brummeinstreuung einen Ausschlag hervorruft, der einer Meßfrequenz von 50 Hz entspricht (z. B. 1500/min). Sollte beim niedrigen Meßbereich die Integration durch das Instrument selbst nicht ausreichen, kann ein kleiner Tantal-Elko (C8) eingebaut werden. Das ist jedoch nur zulässig, wenn der Widerstand des Instruments klein gegen den Widerstand R2 + P2 ist, da sonst der Ausschlag nicht mehr dem arithmetischen Mittelwert der Rechteckspannung entspricht.

Literatur

Siemens bauteile report 2/78
Siemens Technische Mitteilung: Fensterdiskriminator TCA 965

Wasser-Alarmgerät

Der Druckschlauch der Waschmaschine platzt oder wird undicht, während die Hausfrau in der Küche arbeitet. Nach kurzer Zeit schreit die Mieterin von unten – zu spät, der Schaden ist schon entstanden.

Mit wenigen preisgünstigen Bauteilen kann ein Warner nach *Bild 1* aufgebaut werden. T1 (ein beliebiger npn-Transistor) dient als Schalter für die Spannungsversorgung des ICs 4011, der als zweifacher, astabiler Multivibrator arbeitet. Der Tongenerator (Gatter 1 und 2) wird von einem Taktgeber (Gatter 3 und 4) mit 4 Hz angesteuert. T2 (ein Darlington-Transistor) treibt einen Lautsprecher, der je nach Impedanz durch eine Lampe vor Überlast geschützt wird.

Als Kontaktfühler dienen zwei Kohlestifte aus einer verbrauchten Trokkenbatterie. Diese werden in ein Kunststoffrohr eingegossen und an der Waschmaschine mit einem Abstand von etwa 0,5 mm vom Fußboden befestigt.

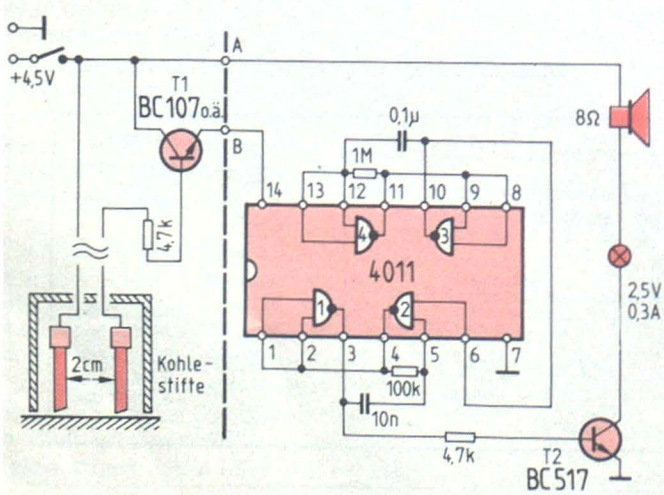
Weitere Verwendungsarten

a. Camping *(Bild 2a)*: Ich will mich waschen oder rasieren – der Wassertank ist leer. Ein Fühler – auf 5 Liter Wasserreserve eingestellt – meldet es rechtzeitig. Bei Stahltanks genügt ein rostfreier Fühler, der zweite Anschluß liegt am Gehäuse.

b. Da will doch einer in mein Zelt bei dunkler Nacht – mein Urlaubsfreund? Einer mit unehrlichen Absichten?
Ein Stolperdraht vor oder im Zelt meldet dies rechtzeitig. *(Bild 2b)*.

c. Tiefkühltruhenausfall: Inhalt schon leicht warm – der Dackel freut sich. Der LDR wird einfach lichtdicht mit schwarzem Klebeband auf die Netz-Kontroll-Lampe aufgeklebt *(Bild 2c)*.

Michael Wagner



◄ Bild 1. Schaltbild für ein einfaches Wasser-Alarmgerät

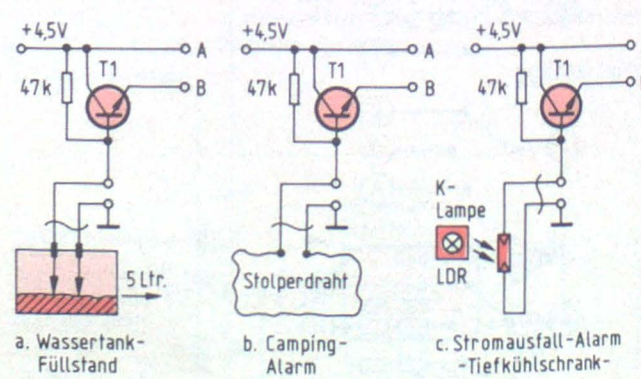


Bild 2. Drei Anwendungen als Beispiel für viele denkbare Einsatzmöglichkeiten

Ingenieur (grad.) Michael Arnoldt

Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife

2. Teil

Eine Besonderheit des hier beschriebenen Frequenzzählers für UKW- oder VHF-Empfänger ist die Möglichkeit, den Oszillator quarzgenau auf die Sollfrequenz nachzustimmen. Der Schluß des Beitrags beschreibt Aufbau und Abgleich von Zähler und Nachstimmlogik.

Die Dauer der Impulse von MF 1 und MF 2 ist durch die RC-Kombination 22k/10nF bzw. 22k/47nF mit 0,7 ms bzw. 2,5 ms festgelegt. *Bild 7* zeigt den Ablauf des Steuerungsvorgangs in den Diagrammzeilen „Kollektor T 5" „FF 1 $\overline{Q1}$ (2)", „R_o (IC 2)",„Sp" und „ZL". (Die Erläuterung des gesamten Ablaufdiagramms erfolgt im Zusammenhang mit der Frequenzregelschaltung.)

Das Programmieren (Zähler laden)

Die eingangs gegebene Darstellung zeigte, daß sich die Empfangsfrequenz f_e durch Addition oder Subtraktion eines festen Werts f_z zu oder von der gemessenen Oszillatorfrequenz f_o vornehmen läßt. Dabei ist es gleichgültig, ob die Addition oder Subtraktion vor oder nach dem eigentlichen Zählvorgang erfolgt.

Im Fall der Addition wird der Zähler auf die Zf (f_z) geladen (programmiert), im Fall der Subtraktion wird der f_z-Wert von Null abgezogen, so daß das Komplement entsteht. Am Beispiel der Zf von 10,7 MHz ergibt sich folgendes Komplement:

0000,00 MHz
− 0010,70 MHz
9989,30 MHz (Komplement).

Die Programmierung der einzelnen Stufen ist im BCD-Code vorzunehmen, d. h. den Eingängen Z_A...Z_D sind die Wertigkeiten 1, 2, 4, 8 zuzuordnen.

Die Programmierung ohne Verwendung von Codierschaltern mit fester Einstellung des Zf-Werts durch Dioden zeigt *Bild 8*. Die Programmierung auf das Komplement der Zf (also 9989,30 MHz) erläutert *Bild 9*. Beide Möglichkeiten lassen sich auch kombinieren. Wenn der Zähler z. B. an einem Empfänger mit fester Zf und gleichbleibendem Vorzeichen der Umsetzungsrichtung ($+f_z$ oder $-f_z$) betrieben wird, können die Codierschalter entfallen.

Die Frequenzregelschleife

Der Einsatz eines Frequenzzählers in einem Empfänger ermöglicht die genaue Ermittlung der Empfangsfrequenz, zeigt aber auch deutlich, daß der Empfänger durch Erwärmung oder andere Effekte einer Frequenzdrift unterliegt, die ein Nachstimmen erfordern kann. Die Frequenzregelschleife hat im Zusammenhang mit einem Empfänger die Aufgabe, eine einmal eingestellte Frequenz mit Hilfe der AFC-Schaltung zu halten.

An dieser Stelle erscheint es angebracht, darauf hinzuweisen, daß es sich hier nicht um eine Phasenregelschleife handelt. Im Gegensatz zu dieser zeigt die Frequenzregelschleife eine schlechtere Genauigkeit und Konstanz, kommt jedoch mit wesentlich geringerem Aufwand aus als die Phasenregelschleife.

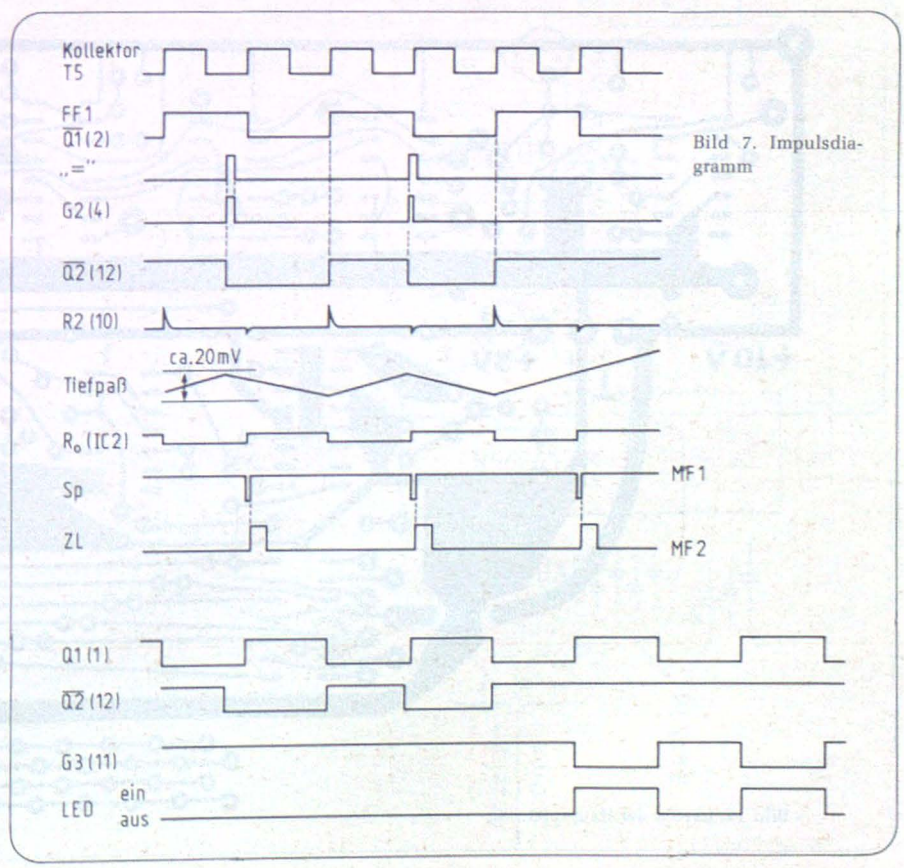


Bild 7. Impulsdiagramm

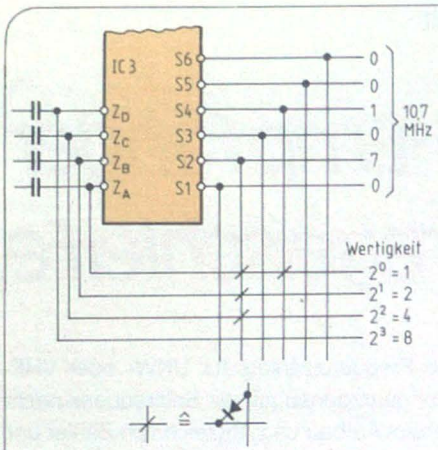


Bild 8. Programmierung der Zf = 10,7 MHz mit Dioden

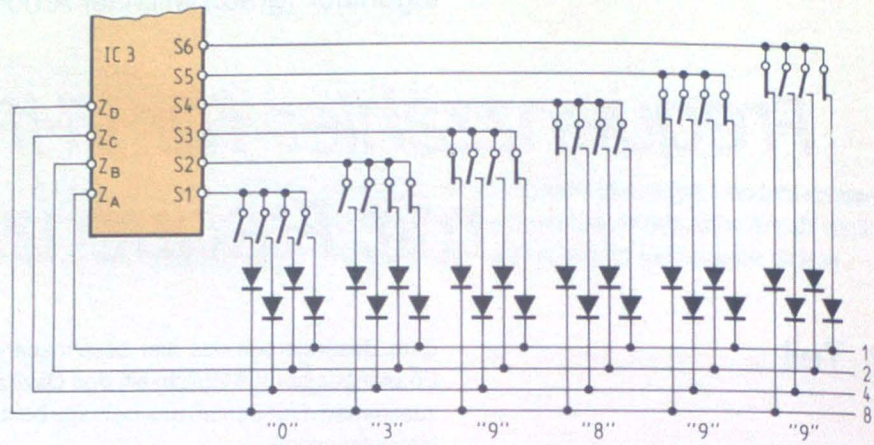


Bild 9. Programmierung des Komplements mit Dioden und Codierschaltern

Eine Voraussetzung für die Realisierung der Frequenzregelschleife in dem beschriebenen Gerät stellt das in IC 3 integrierte Register dar. In dieses Register wird durch Öffnen der Taste Ta am Ende des Abstimmvorgangs automatisch der f_e-Wert (also f_o +/– f_z) eingespeichert.

Wird anschließend der Oszillator durch Erwärmung oder andere Einflüsse verstimmt, so kann der digitale Vergleicher während jeder Meßperiode feststellen,

– daß der Speicherwert n vom Sollwert abweicht und
– ob er darüber oder darunter liegt.

Für $f_e > f_{soll}$ liefert der „=“-Ausgang vor Ablauf der 10-ms-Meßperiode ein „=“-Signal H, andernfalls bleibt das Signal aus.

Diese „Entscheidungsfähigkeit“ begründet das Funktionieren der Frequenzregelschleife, deren Aufbau ebenfalls Bild 4 zeigt. Im Prinzip bildet die Schaltung einen Frequenzdiskriminator.

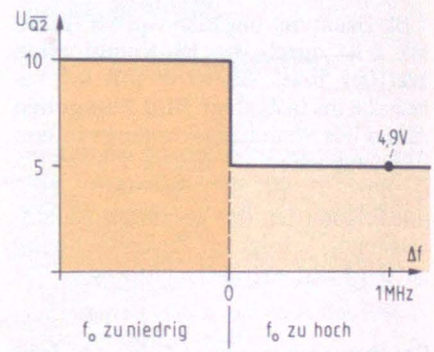


Bild 10. Diskriminator-Kennlinie der Frequenzregelschleife

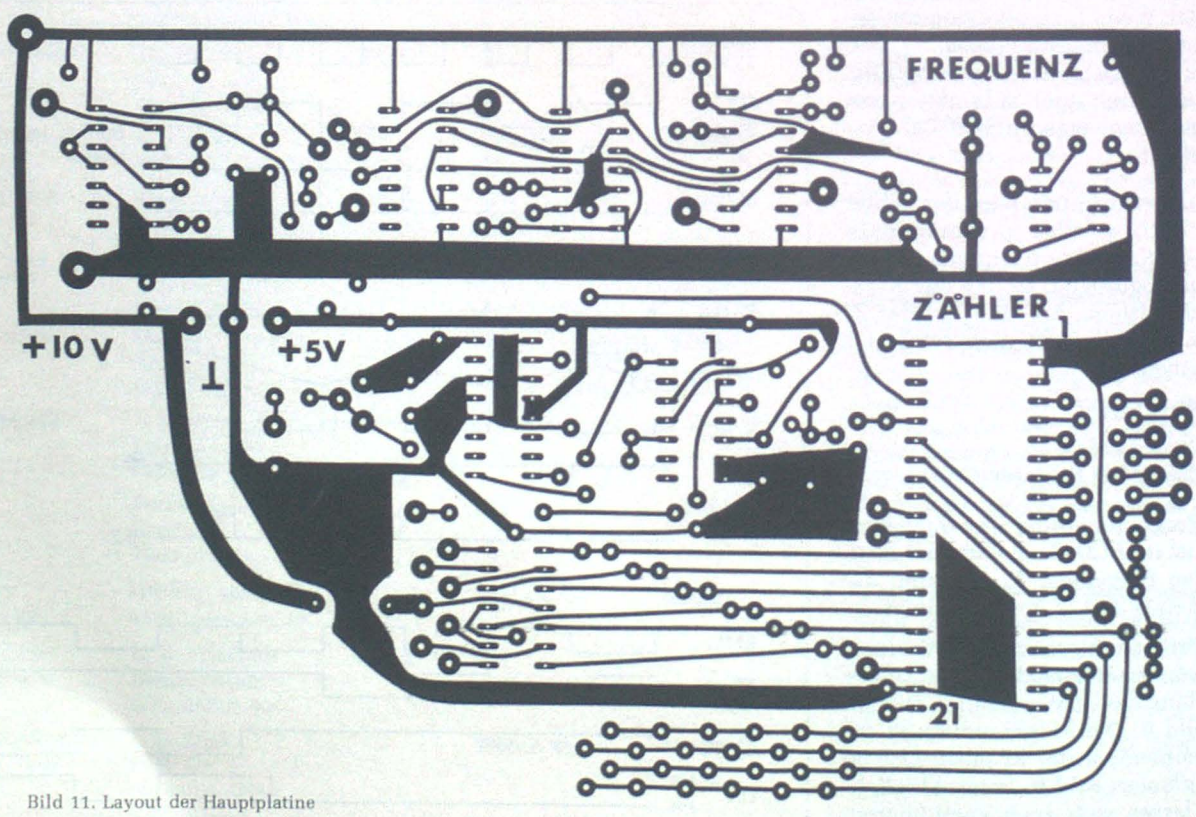


Bild 11. Layout der Hauptplatine

Anzumerken ist hier noch, daß die Frequenzregelschleife letztlich die AFC des Empfängers steuert. Dabei wird an den AFC-Eingang eine (schwankende) Gleichspannung gegeben, die sich – je nach Verstimmung gegen den Sollwert im Register – zwischen einem Maximal- und einem Minimalwert bewegen kann. Um während des Abstimmvorgangs eine Nachregelung zu vermeiden, wird durch Betätigen der Taste Ta über den bidirektionalen Schalter (Transmission Gate TG 1) $^1/_4$ 4016 (3, 4, 5) die feste Spannung des Spannungsteilers 12k/33k an die Kapazitätsdiode der AFC-Schaltung geführt. Sie liegt etwa in der Mitte des AFC-Abstimmbereichs.

Der Einsatz bidirektionaler Schalter als Analogschalter bietet sich hier an. Ein IC 4016 oder 4066 enthält 4 dieser Analogschalter (TG). Die Funktion läßt sich vereinfacht so darstellen: Liegt H am Steuereingang, dann wird der Schalter geschlossen und stellt (für Gleichstrom) einen Widerstand von ca. 100 Ω dar. Im anderen Fall (L) steigt der Durchgangswiderstand auf $> 10^3$ MΩ. Während TG 1 und TG 2 als Analogschalter arbeiten, stellt TG 3 einen Inverter dar. Der Steuereingang von TG 2 (13) erhält damit über TG 3 das umgekehrte Potential des Steuereingangs von TG 1. Je nach Stellung des Tasters Ta wird also entweder die Spannung des Spannungsteilers 12k/33k oder die Ausgangsspannung der Frequenzregelschleife an die Kapazitätsdiode durchgeschaltet.

Zur Frequenzregelung dient im wesentlichen FF 2 (1/2 4013) als Abtastdiskriminator: Das Ausgangssignal (H) des Vergleichers von IC 3 gelangt an G 1. Der andere Eingang von G 1 ist mit dem Torsignal von FF 1 verbunden. Dadurch ist sichergestellt, daß nur „=“-Impulse weitergeleitet werden, die während der Zählperiode auftreten. Die Funktion des Abtastdiskriminators erläutert das Diagramm *Bild 10*.

Wenn der „=“-Impuls während der Zählperiode $\overline{Q1}$ = H auftritt, entsteht am Ausgang von G 2 (4) ein gleicher H-Impuls, der über den Takteingang T von FF 2 das Kippen des Flipflops bewirkt. Dieser Fall liegt vor für $f > f_e$.

Da zu Beginn jeder Zählperiode das Rücksetzen von FF 2 über den R2-Eingang und die positive $\overline{Q1}$-Flanke von FF 1 vorgenommen wird (s. Diagrammzeile „R2 (10)“), kippt $\overline{Q2}$ von FF 2 bei Auftreten des H-Impulses am Ausgang von G 2 jeweils in den L-Zustand, andernfalls bleibt er H (s. Ende der Diagrammzeile „$\overline{Q2}$ (12)“).

Das Rücksetzen von FF 2 erfolgt dynamisch über das Differenzierglied 1 nF/47kΩ. Die Diode parallel zum Widerstand schließt negative Impulse kurz, die von der fallenden Flanke des Ausgangs $\overline{Q1}$ (FF 1) herrühren.

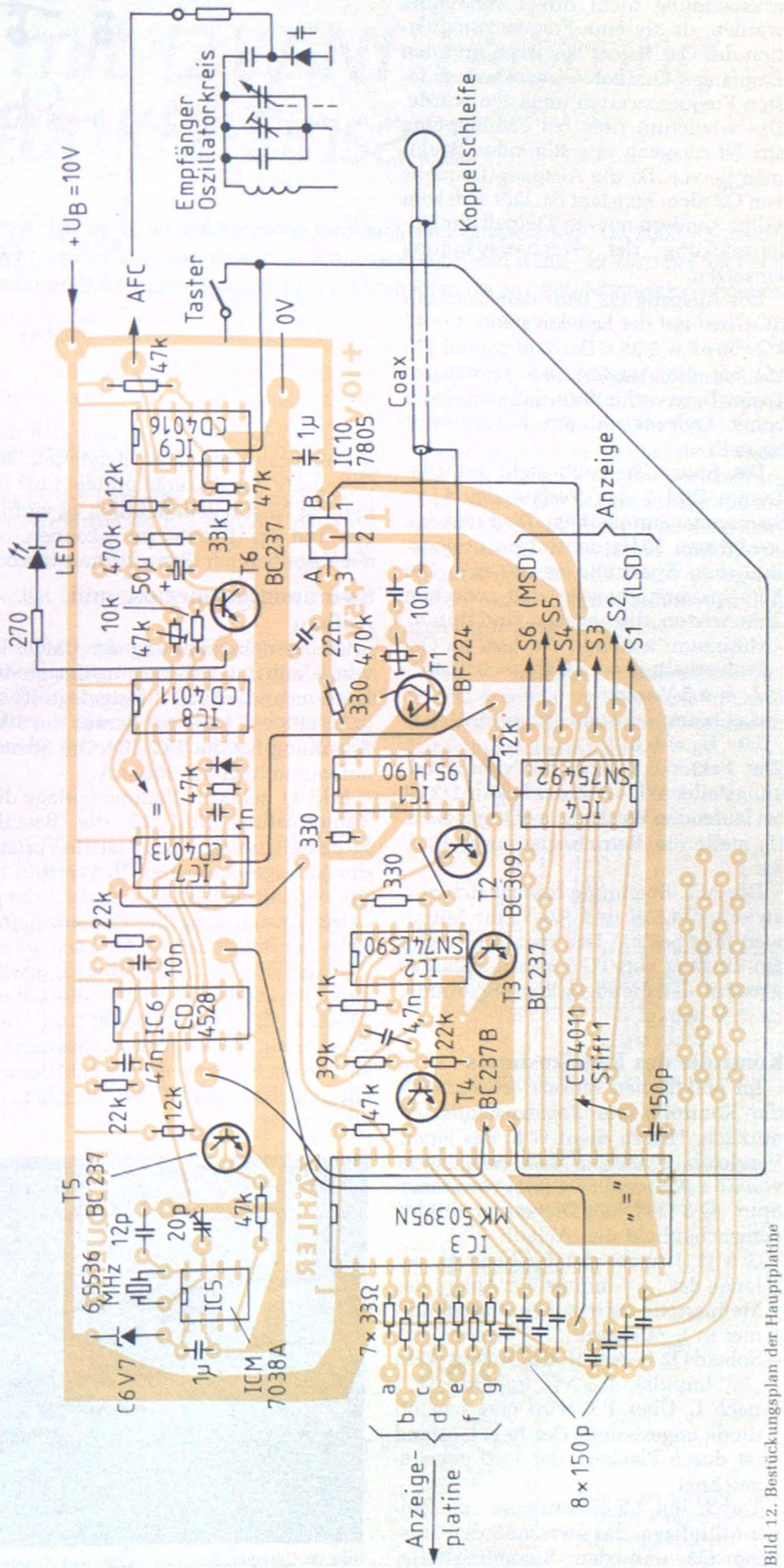


Bild 12. Bestückungsplan der Hauptplatine

Der Ausgang $\overline{Q2}$ (12) liefert die Steuerspannung für die AFC-Schaltung des Oszillators. Allerdings kann die Rechteckspannung nicht direkt verwendet werden, da sie eine Frequenzmodulation des Oszillators bewirken und den Empfänger-Oszillator zwischen 2 festen Frequenzwerten umtasten würde. Das wiederum riefe bei FM-Empfang am Nf-Ausgang ein störendes Brummen hervor. Da die Ausgangsfrequenz von $\overline{Q2}$ nicht konstant ist, läßt sich kein Filter, sondern nur ein Tiefpaß zur Unterdrückung der Wechselspannung einsetzen.

Der Ausgang $\overline{Q2}$ läuft daher auf ein RC-Glied mit der Ladekonstante $\tau = 47\ k\Omega \cdot 50\ \mu F = 2{,}35$ s. Der Widerstand 470 kΩ hat die Aufgabe, bei gedrücktem Taster Ta zu verhindern, daß sich ein zu hoher Ladezustand am Kondensator einstellt.

Die Spur „Tiefpaß" stellt im Diagramm Bild 7 den Verlauf der AFC-Spannung vergrößert dar. Die Frequenz beträgt max. 50 Hz, der Hub der dreieckähnlichen Spannung ca. 20 mV. Die AFC-Spannung bewegt sich zwischen Grenzwerten, die gegeben sind durch:

- Minimum: laufende Wechsel an $\overline{Q2}$, Tastverhältnis $\approx 1:1$, $U_{TP} \approx 0{,}9 \cdot 1/2 \cdot U_B = 4{,}5$ V und
- Maximum: konstant $\overline{Q2}$ = H, $U_{TP} \approx 0{,}9 \cdot U_B = 9{,}0$ V.

(Der Faktor 0,9 rührt her vom Spannungsteiler 47k/470k; der Faktor 1/2 ist bei laufenden Wechseln an $\overline{Q2}$ gegeben. U_B stellt die Betriebsspannung 10 V dar.)

Die AFC-Spannung bewegt sich also zwischen 4,5 V und 9,0 V; ihr Mittelwert liegt bei 7 V. Der Spannungsteiler am Eingang von TG 1 wurde daher so gewählt, daß die abgegebene Spannung ca. 7 V beträgt.

Kontrolle des Regelzustands

Im praktischen Einsatz erweist sich die Kontrolle des Regelzustands als nützlich. Hierzu dient G 3, das einen Vergleich zwischen den Ausgängen von FF 2 ($\overline{Q2}$) und FF 1 (Q1) vornimmt. Spur „G 3 (11)" des Diagramms Bild 7 veranschaulicht den Ablauf:

- G 3 (11) bleibt durchgehend H, solange der „="-Impuls vor Ablauf der Meßperiode auftritt (Q1 oder $\overline{Q2}$ immer in L-Zustand).
- Sobald $\overline{Q2}$ H-Potential annimmt (kein „="-Impuls), $f_{soll} > f_e$, schaltet G 3 nach L. Über T 6 wird eine Leuchtdiode angesteuert. Der Regelzustand ist durch Flackern der LED gekennzeichnet.

Durch ein Meßinstrument mit Zeiger-Mittellage, das zwischen den Ausgang $\overline{Q2}$ und den Spannungsteiler 12k/33k geschaltet wird, läßt sich der Regelzustand ebenfalls darstellen. Im Gegensatz zur Anzeige mittels LED ist hier das Nachregeln deutlich zu verfolgen und ggf. leichter zu erkennen, ob der Regelbereich überschritten wurde.

Bild 13. Layout der Anzeigeplatine

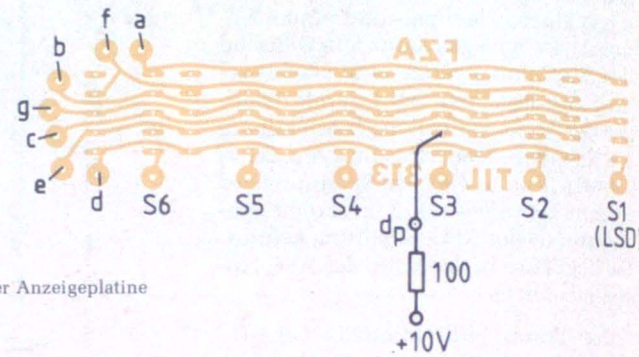


Bild 14. Bestückungsplan der Anzeigeplatine

Spannungsversorgung und Aufbau

Die Betriebsspannung der CMOS-IC wurde mit 10 V auf den günstigsten Arbeitszustand von IC 3 festgelegt. IC 10 (μA 7805 o. ä.) erzeugt daraus die 5-V-Spannung für die TTL-ICs. Die Stromaufnahme liegt bei 300 mA.

Bild 11 zeigt die Platinenvorlage der Zählerplatine, *Bild 12* die Bestückungszeichnung, *Bild 13* ist die Vorlage der Anzeigeplatine für TIL 313, *Bild 14* die zugehörige Bestückungszeichnung.

Die Ansteuerung der Codierschalter geht aus Bild 9 hervor. Im praktischen Aufbau hat es sich als nützlich erwiesen, die Dioden zwischen die Lötanschlüsse der Codierschalter und – als Stützpunkt – ein Stück Lochrasterplatine zu legen, wie in der Ansicht der fertig aufgebauten Platinen zu sehen ist (*Bild 15*).

Anhang

In der beschriebenen Form ist der Zähler im Bereich von ca. 0,5...225 MHz einsetzbar. Dabei arbeitet er ohne Voreinstellung, wenn entweder

- der Wert der Codierschalter auf „000000" gestellt oder
- der Impuls von MF 2 an den Rücksetzeingang R (20) von IC 3 statt an ZL (31) geführt wird. Falls diese Variante mit einem Umschalter realisiert werden soll, sind die Eingänge R und ZL zusätzlich je über einen Widerstand 47k nach 0 V zu legen, um ihnen ein definiertes L-Potential zu geben, wenn der Schalter den MF 2-Impuls an den jeweils anderen Eingang leitet.

Um den Frequenzbereich unter etwa 0,5 MHz abzudecken, kann IC 3 über T4 direkt angesteuert werden. Die Verbindung zu IC 2 (11) ist dann zu lösen, der Spannungsteiler 39k/22k ggf. zu ändern.

Literatur

[1] *Arnoldt, M.*: Voreinstellbarer Zähler für VHF-Empfänger, FUNKSCHAU 15/76.

[2] *Mostek*: MK 50395 N Series Counter - Datenblatt.

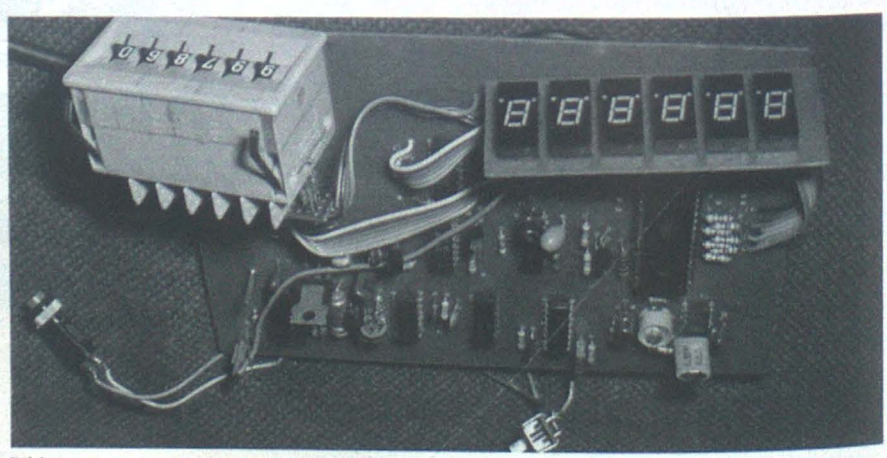


Bild 15. Gesamtaufbau von Haupt- und Anzeigeplatine mit Codierschaltern

Herbert Sax

IC-Verstärker mit 12 W Nf-Leistung für Kfz-Einsatz

Im 3. Teil der IC-Verstärker-Serie wird der Leistungsverstärker TDA 2003 vorgestellt, der besonders für den Einsatz in Autoradios konzipiert wurde. Er kann bei der heute üblichen Bordspannung eines Kfz im Fahrbetrieb bis zu 12 W Nf-Leistung abgeben.

Konzeption des ICs

Die Entwickler moderner Autoradios stehen vor dem Problem, in einem genormten, relativ kleinen Gehäuse eine Vielzahl von Funktionen unterzubringen. Die daraus resultierende Pakkungsdichte der Elektronik gestattet nur eine Nf-Endstufe mit geringstem Bauteileaufwand – trotz der heute geforderten hohen Ausgangsleistung. Das eigens hierfür entwickelte Pentawatt-Gehäuse leitet die entstehende Verlustwärme genügend gut ab, ohne durch seinen konstruktiven Aufbau zu viel Raum zu beanspruchen. Da eine hohe Ausgangsleistung aufgrund der begrenzten Versorgungsspannung von ca. 14 V nur durch Parallelschalten von Lautsprechergruppen zu erzielen ist, müssen Lastimpedanzen von 2 Ω und kleiner möglich sein. Dies bedingt eine hohe Strombelastbarkeit der Ausgangstransistoren des TDA 2003. Es treten Spitzenströme bis 4 A auf, wenn man das IC in Brückenschaltung oder mit dem minimal zulässigen Lastwiderstand von 1,6 Ω betreibt, bei dem auch die höchste Ausgangsleistung zu erwarten ist (*Bild 1*).

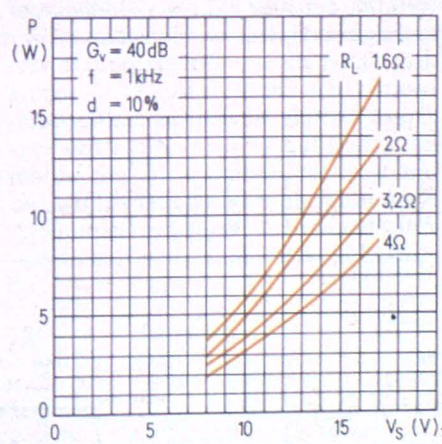
Funktionen wie dump-protection, AC und DC short circuit protection, thermal shut down, internal compensation, sowie low saturation und low noise[1]), erleichtern die Anwendung und bieten Schutz vor Zerstörung durch äußere Einflüsse.

Außenbeschaltung und Funktion

Bild 2 zeigt die nachbausichere Standardschaltung. Im IC sind bereits alle Stufen und Bauelemente zur Arbeitspunkt- und Mittenspannungseinstellung vorhanden, so daß nur noch ein Elektrolytkondensator C 1 zur Nf-Einkopplung und C 2 zur Wechselspannungsgegenkopplung erforderlich sind. Die gewünschte Verstärkung wird durch das Verhältnis der Spannungsteiler-Widerstände R 1 und R 2 nach der Funktion $\frac{u_{aus}}{u_{ein}} = 1 + \frac{R\,1}{R\,2}$ eingestellt, wobei maximal 52 dB möglich sind.

Die erforderliche Störunterdrückung der Versorgungsspannung, die bei den bisher vorgestellten Schaltungen durch einen zusätzlichen Siebkondensator erreicht wurde, übernimmt der Widerstand R 2 in Verbindung mit dem Elektrolytkondensator C 2 in einer Doppelfunktion. Von Pin 2, dem Gegenkopplungseingang aus betrachtet, liegen beide Bauelemente in Reihenschaltung nach Masse. Der Scheinwiderstand dieses RC-Gliedes bildet mit der Impedanz einer im IC integrierten Stufe einen Spannungsteiler, dessen Teilungsfaktor der Höhe der zu erreichenden Störunterdrückung entspricht.

Das übliche Boucherot-Glied (R 3/C 4) sowie der Kondensator C 3 an der Versorgungsspannung verhindern Schwingerscheinungen.



◄ Bild 1. Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

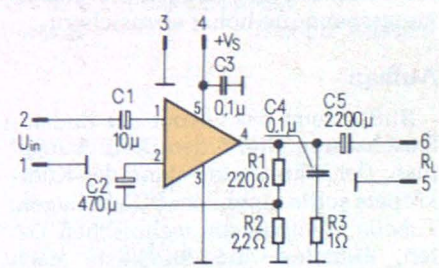


Bild 2. Standard-Außenbeschaltung des ICs

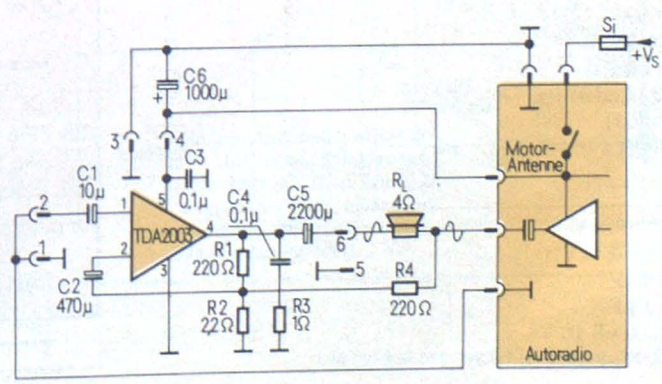


Bild 3. Erweiterung der internen Endstufe eines Autoempfängers zu einer Brückenschaltung

[1]) Die aufgezählten Begriffe wurden in dem einleitenden Aufsatz zu dieser Reihe in Heft 20 eingehend erläutert.

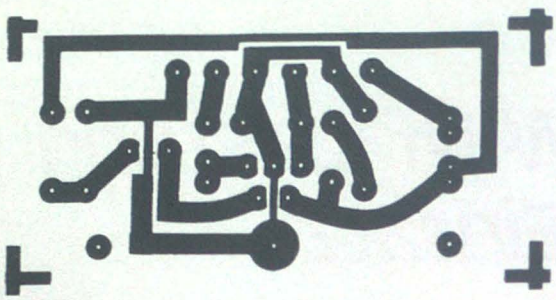


Bild 4. Layout der Endstufenschaltung nach Bild 2

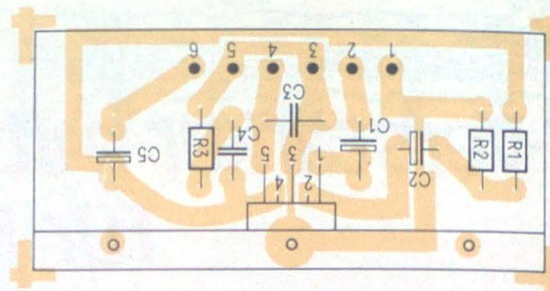


Bild 5. Bestückungsplan der Endstufenschaltung nach Bild 2

Anwendungsbeispiel

Bild 3 zeigt die Standardschaltung in einer geringfügigen Abwandlung. Sie ermöglicht, die Ausgangsleistung bereits vorhandener Autoradios etwa zu verdreifachen. Über den Widerstand R 4 steuert die Endstufe des Autoradios den invertierenden Eingang des ICs an, dessen gegenphasiges Ausgangssignal an Pin 4 in Verbindung mit dem beidseitig hochliegenden Lautsprecher eine Brückenschaltung bildet. Um eine eventuelle Überlastung der Autoradioendstufe zu vermeiden, muß diese im Normalbetrieb mit minimal 2 Ω belastbar sein. Die Versorgungsspannung des ICs, die möglichst nah an der Platine mit einem 1000 µF Elektrolytkondensator abgeblockt werden soll, kann man z. B. am Steuerausgang für die Motorantenne entnehmen. Wegen der größeren Belastung ist eventuell die Versorgungsspannung höher abzusichern.

Aufbau

Bild 4 zeigt das Layout der Endstufenschaltung, *Bild 5* den Bestückungsplan. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers sollte nicht über 6 °K/W liegen. *Tabelle 1* enthält die technischen Daten, *Tabelle 2* die Stückliste nach Bild 2. Im nächsten Beitrag wird der Duale-Leistungsverstärker TDA 2004, der ebenfalls für Autoradioendstufen vorgesehen ist, vorgestellt.

Tabelle 1: Technische Daten.

Versorgungs-spannung:	8...18 V
Lastwiderstand:	min. 1,6 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1
Verstärkung:	40 dB (Änderung durch R 1)
Ruhestrom:	42 mA (Vs = 14 V)

Tabelle 2: Stückliste

IC TDA 2003	C1 10 µF/3 V
R1 220 Ω	C2 470 µF 3 V
R2 2,2 Ω	C3 0,1 µF
R3 1 Ω	C4 0,1 µF
R4 220 Ω (Bild 3)	C5 2200 µF 16 V C6 1000 µF 16 V (Bild 3)

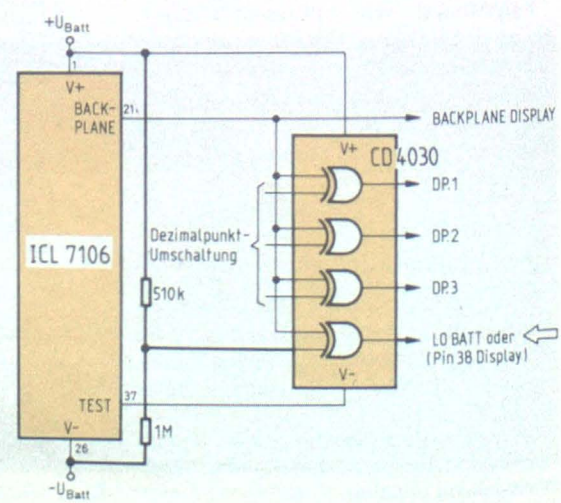
DVM-Batteriekontrolle

Digitalvoltmetermodule, die mit dem ICL 7106 und einer LCD-Anzeige arbeiten, haben einen sehr geringen Stromverbrauch von ca. 1 mA bei 9 V. Sie werden daher gerne in batteriebetriebenen Geräten eingesetzt. Eine Überwachung der Batteriespannung ist dabei sehr zu empfehlen, da bei zu niedriger Versorgungsspannung Meßfehler auftreten, die man gar nicht als solche erkennt. Mit nur zwei zusätzlichen Widerständen läßt sich eine solche Überwachung in die Schaltung einbauen. Sie zeigt auf dem Display an, wenn die Batteriespannung einem Grenzwert nahekommt, ohne die Messung zu beeinträchtigen.

Zur Ansteuerung der Dezimalpunkte des Displays wird üblicherweise ein CMOS-Baustein vom Typ 4030 verwendet, der vier Exklusiv-Oder-Gatter beinhaltet. Davon werden jedoch nur drei Gatter für die Dezimalpunkte verwendet, das vierte ist frei. Ein Eingang dieses Gatters ist mit dem „Blackplane"-Anschluß (Pin 21) des 7106 verbunden, der andere wird mit einem Spannungsteiler beschaltet (*Bild*). Der Ausgang wird an Pin 38 des Displays (3. Anschluß von Links, oben bei Draufsicht auf das Display) gelegt. Je nach Typ des Displays ist dies der Anschluß für die Anzeige „LO BATT" (was man als „Batterie leer" interpretieren kann). Der Spannungsteiler teilt die Batteriespannung auf ca. $^2/_3$ ihres Wertes herunter.

Der Masseanschluß des Gatterbausteins liegt an Pin 37 des 7106. Dieser Ausgang „Test" oder „Digital Ground" wird von einer internen Stabilisierungsschaltung auf 5 V unter der positiven Versorgungsspannung gehalten. Damit ergibt sich am Gattereingang bei einem Absinken der Batteriespannung von 10 V (frische 9-V-Batterie) auf 7 V ein Spannungsanstieg gegenüber „Digital Ground" von ca. 1,6 V auf 2,64 V. Die H-Schwelle des Gatters wird somit überschritten, und die Warnung erscheint auf der Anzeige. Der zusätzliche Stromverbrauch beträgt bei der angegebenen Dimensionierung ca. 6 µA! Die genaue Schaltschwelle, bei der die Anzeige erscheint, ist Exemplarstreuungen unterworfen; sie liegt bei ca. 7,2 V was noch einige Stunden einwandfreien Betrieb garantiert.

Ing. (grad.) C. Hoesle



Für die Betriebsspannungsüberwachung beim ICL 7106 sind nur noch die stark eingezeichneten Teile einzubauen – alles andere ist bereits im DVM-Modul enthalten

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Nf-Generator für Sinus in Treppenform

Mit dem IC FX-205 kann eine Nf-Spannung erzeugt werden, die durch eine Treppenkurve der Sinusform angenähert ist. Diese Methode wird selten angewandt, da man der Treppenkurve schon optisch einen hohen Oberwellengehalt zutraut. Daß dem unter Beachtung einiger Kriterien nicht so sein muß, zeigt der folgende Beitrag anhand des PMOS-Tonfrequenzgenerators FX-205. Merklich ins Gewicht fallen erst die 7. und die 9. Harmonische.

Das IC verfügt u. a. über elektronische Schalter, die verschiedene, exakt bemessene Stromstufen einzustellen gestatten. *Bild 1* zeigt den Verlauf der Treppenkurve, die in dieser Darstellung folgende Zustände anzunehmen vermag:

$-U$; $-0{,}7071 \cdot U$; 0; $+0{,}7071 \cdot U$; $+U$.

Das mathematische Hilfsmittel der Fourier-Analyse zeigt bei Anwendung auf diese Treppenkurve einige bemerkenswerte Resultate:

- Zunächst werden alle geradzahligen Harmonischen zu Null, also 2f, 4f, 6f usw. und fallen somit heraus.
- Die Amplituden der ungeradzahligen Harmonischen werden minimal bei Einstellung der Zwischenstufen auf $U \cdot \sin 45° = 0{,}7071 \cdot U$. Die (hier nicht ausgeführte) Berechnung zeigt, daß nur die Harmonischen mit den Ordnungszahlen $m \cdot 8 \pm 1$ erscheinen und daß ihre Amplituden entsprechend den Ordnungszahlen abnehmen. So liegen – zunächst rein rechnerisch – die ersten ins Gewicht fallenden Harmonischen 7f und 9f um den Faktor 7 (17 dB) bzw. 9 (19 dB) unter der Grundwelle. In der Praxis läßt sich die Realisierung des Wertes 0,7071 nur mit gewissen Einschränkungen erreichen. Deshalb ist eine Unterdrückung der jeweiligen Oberwelle mit > 60 dB nicht immer zu erwarten.

Aufbau des FX-205

Bild 2 zeigt das interne Funktionsbild und die äußere Beschaltung des FX-205. Die Stromstufen werden von den Ausgängen Q1...Q4 angesteuert. Da die mit den Widerständen $R_{a1}...R_{a4}$ gebildete Schaltung einen konstanten Ausgangsstrom liefert, verläuft die Ausgangsspannung als Funktion von R_L weitgehend proportional zu R_L (siehe *Tabelle 1*). Der Zähler Z erhält das Taktsignal vom astabilen Multivibrator AMV und teilt durch 8. Durch eine externe RC-Kombination (R1, C1n) schwingt der AMV. Er kann auch von außen angesteuert werden (Umschaltung durch S1). Unabhängig davon las-

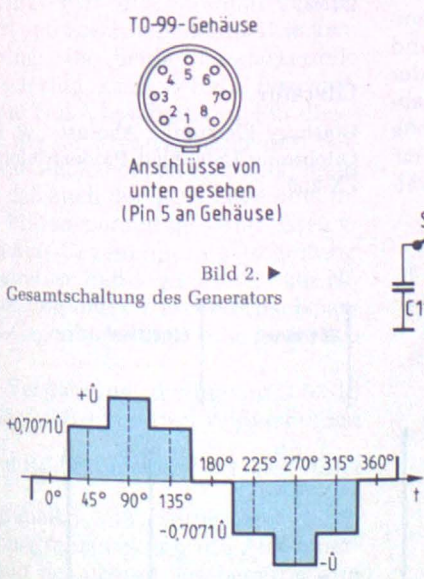


Bild 1. Verlauf der Tonfrequenz-Treppenkurve

TO-99-Gehäuse

Anschlüsse von unten gesehen (Pin 5 an Gehäuse)

Bild 2. ▶ Gesamtschaltung des Generators

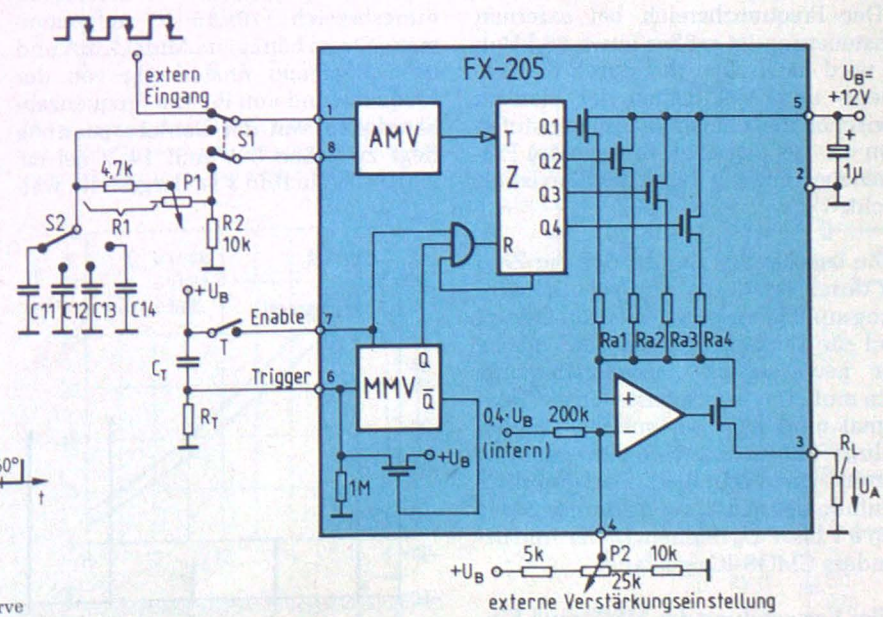


Tabelle 1: Zusammenhang zwischen R_L und U_A

R_L/Ω	U_{Ass}/V
2,2 k	4,5
560	1,2
200	0,43
100	0,22
15	0,04

Tabelle 2: Ausgangsspannung in Abhängigkeit von P 2, R_L = 2 kΩ

U_{Ass}/V	U_{P2}/V
5,4	6,3
4,8	7,0
3,9	8,0
3,0	9,0
2,1	10,0

sen sich mit dem monostabilen Multivibrator (MMV) Tonlängen einstellen. Die Verknüpfung nimmt ein NAND-Glied vor. Die Ausgangsschaltung verfügt über einen mit P2 einstellbaren Verstärker (siehe *Tabelle 2*). Der AMV liefert eine Ausgangsfrequenz nach folgender Formel:

$$f = \frac{1}{K \cdot (R2 + 2R1) \cdot C1n}$$

Darin sind K = 5...6; R1 und R2 in MΩ; C1n in µF; f in Hz (R1, Potentiometer ≦ 1 MΩ; R2 = 10 kΩ). Bei einer Betriebsspannung von 12 V ± 2 V läßt sich mit Hilfe verschiedener Werte von R1 und C1n ein Bereich von etwa 1 Hz...15 kHz überstreichen.

Der Frequenzbereich bei externen Ansteuerung ist größer (etwa 50 kHz); er wird nach oben nur durch die Anstiegs- und Abfallzeiten der Flanken zwischen den einzelnen Treppenstufen von ca. 1 µs begrenzt. Eine untere Frequenzbegrenzung durch das IC existiert nicht.

Zu beachten ist immer, daß der Zähler durch 8 teilt, da sich jede Schwingung aus 8 Einzelstufen zusammensetzt und die Eingangsfrequenz das 8fache der gewünschten Ausgangsfrequenz sein muß. Das extern ansteuernde Taktsignal muß kein bestimmtes Tastverhältnis aufweisen, vielmehr genügen bereits kurze Impulse. Der Amplitudenhub der Ansteuerspannung sollte von 0 V bis + U_B reichen. Daher sind besonders CMOS-ICs geeignet.

Bei Verwendung des MMV muß Eingang 6 mit einem RC-Glied beschaltet werden. Die durch R_T und C_T einstellbare Zeitspanne errechnet sich nach $t = 0{,}7 \cdot C_T R_T$. Nach Schließen des Tasters T bewirkt der MMV, daß für die Zeit t eine Schwingungsfolge abgegeben wird. Die Verknüpfung vom Zähler Z zum NAND-Glied läßt die Ausgangsspannung immer mit dem unteren Scheitelwert der Treppenspannung beginnen und nach Ablauf des Enable-Signals jeweils mit dem negativen Scheitelwert enden.

Wird der MMV nicht benutzt, dann hält die Ausgangsschwingung so lange an, wie das Enable-Signal H vorliegt. Bei Verwendung des MMV läßt sich der Vorgang durch einen positiven Impuls am Enable-Eingang starten. Er endet nach der Zeit t, wobei ebenfalls noch die letzte Schwingung beendet wird.

Anwendungen

Die auf einfachem Weg erreichte gute Oberwellenfreiheit eröffnet in Verbindung mit AMV und MMV sowie externer Frequenzansteuerung einen weiten Anwendungsbereich, vor allem im Tonfrequenzgebiet. Die Verwendung des internen AMV in Verbindung mit umschaltbaren Kondensatoren C1n und einem 100-(200-)kΩ-Potentiometer erlaubt den Aufbau eines Tonfrequenzgenerators, der in 4 Schalterstellungen den Bereich 1 Hz bis 10 kHz problemlos überstreicht (siehe *Tabelle 3, 4*).

Spannungsversorgung

Der im garantierten Betriebsspannungsbereich (10...15 V) aufgenommene Strom beträgt im Mittel 7 mA und ist weitgehend unabhängig von der Frequenz und von R_L. Die Frequenzabhängigkeit von der Betriebsspannung liegt zwischen 8 V und 14 V bei ca. $7 \cdot 10^{-3}$/V. In *Bild 3* ist dargestellt, welche Ausgangsspannungswerte für die Grundfrequenz 1 kHz und die Oberwellen bis 19 kHz mit einem selektiven Pegelmesser ermittelt wurden. Die Ausgangsspannung der Grundwelle betrug dabei (effektiv) 2,0 V (= 0 dB). Bemerkenswert ist die gute Übereinstimmung der gemessenen und errechneten Harmonischen 7f, 9f, 15f, 17f usw. Der daraus bestimmte Klirrfaktor ergibt sich zu 21 %.

Tabelle 3: Frequenzbereiche bei P1 = 200 kΩ

C1	Frequenzbereich
680 pF	550 Hz...11 kHz
8,2 nF	45 Hz...1,1 kHz
8 nF	6 Hz...166 Hz
0,47 µF	0,9 Hz...20 Hz

Tabelle 4: Frequenzbereiche bei P1 = 100 kΩ

C1	Frequenzbereich
680 pF	0,9 kHz...11 kHz
8,7 nF	90 Hz...1,1 kHz
0,1 µF	8 Hz...110 Hz
1 µF	0,7 Hz...10 Hz

Literatur

Ginsbury Electronic, Ahornstr. 10, D-8012 Ottobrunn: Datenblatt Product Information FX-205

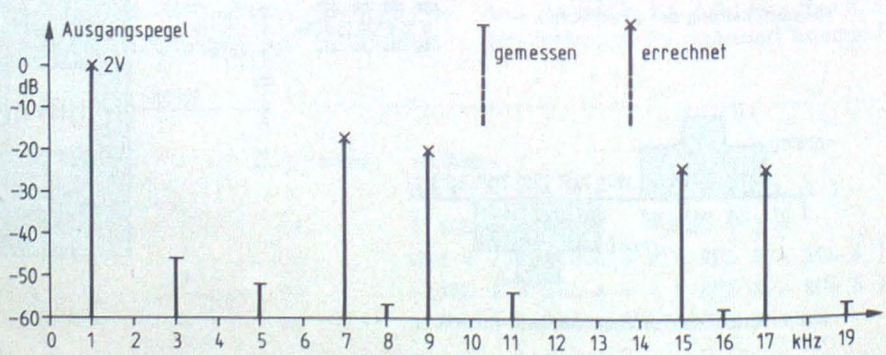


Bild 3. Spektrum der Ausgangsspannung, Grundschwingung 1 kHz, 2 V_{eff}

Herbert Sax

Stereo-Verstärker mit 2 x 12 W

In Ergänzung zum TDA 2003 beschreibt dieser Teil den ebenfalls für Autoempfänger gedachten dualen Leistungsverstärker TDA 2004, mit dem 2 x 12 W oder 25 W in Brükkenschaltung erreichbar sind.

Konzeption des ICs

Wie im vorausgegangenen Beitrag in Heft 24/79 bereits erwähnt, erwartet man von Leistungsverstärker-ICs für Autoempfänger eine geringe Außenbeschaltung bei möglichst hoher Ausgangsleistung. Daß der Anteil der Stereogeräte kontinuierlich ansteigt, gab den Anlaß zur Entwicklung des TDA 2004. In dem hierzu neu entwickelten 11-Pin-SIL-Gehäuse befinden sich auf einem Chip zwei vollkommen getrennte Leistungsverstärker, die nur den Masse- und Versorgungsspannungsanschluß sowie die Störunterdrückungsschaltung gemeinsam haben. *Bild 1* zeigt die Ausgangsleistung pro Kanal im Stereobetrieb, *Bild 2* in der Brückenschaltung. Umfangreiche Schutzfunktionen wie dump protection, AC und DC short circuit protection, thermal shut down (s. Heft 20, S. 1145), vermindern die Zerstörungsgefahr bei kritischen Betriebszuständen. Internal compensation, low noise und low saturation gehören ebenfalls zum Standard.

Außenbeschaltung und Funktion

Betrachten wir zuerst die Standardschaltung für die 2-Kanal-Version (*Bild 3*) und anschließend die Brückenschaltung. Da beide Verstärkerteile identisch sind, kann sich die Beschreibung auf Teil A beschränken. Für diejenigen, die die vorausgegangenen Beiträge verfolgt haben, ist es nichts Neues mehr, daß auch der TDA 2004 eine interne Mittenspannungs- und Gleichspannungs-Gegenkopplungsschaltung beinhaltet, so daß lediglich C2 zur Nf-Einspeisung und C6 zur Wechselspannungs-Gegenkopplung erforderlich sind.

Die Verstärkung, die maximal 52 dB sein darf, wird von den Widerständen R1 und R2 bestimmt ($v = 1 + \frac{R1}{R2}$). Der Bootstrapelko C3 verbessert durch Spannungsaufstockung die Aussteuerfähigkeit der oberen Treiberstufe, um eine möglichst niedrige Sättigungsspannung des Endstufentransistors zu erreichen. Die Siebung der internen mittenspannungserzeugenden Schaltung von Störanteilen auf der Versorgungsspannung erfolgt für beide Verstärkerteile gemeinsam durch C7 an Pin 3. Der Widerstand R4 korrigiert die Mittenspannung an Pin 8, da diese für die einfache Variante ohne Bootstrapelko dimensioniert wurde, bei der Pin 7 und 11 auf $+V_s$ liegen. Eventuelle Schwingneigung wird durch die Kondensatoren C5 und C8 vermieden. R3 und C4 bilden das bereits bekannte Boucherot-Glied.

Die Brückenschaltung

Bei der Brückenschaltung (*Bild 4*) wird zur Erzielung zweier gegenphasiger Ausgangssignale der invertierende Eingang (Pin 2) des Verstärkerteils B angesteuert. Der nichtinvertierende Eingang Pin 1 liegt dabei über C14 an Masse. An Pin 2 ist praktisch kein Wechselspannungssignal, weil Pin 1 Nf-mäßig auf Masse liegt. Dadurch schaltet sich der Verbindungswiderstand R5, vom Verstärker A aus gesehen, parallel zu R2. Die Verstärkung von Teil A berechnet sich somit:

$$V = 1 + \frac{R1}{R2 \| R5} = 92\text{fach} \approx 39\ \text{dB}.$$

Durch die Gegenkopplung ist die Impedanz des Nf-Signals am invertierenden Eingang des Verstärkerteils A nahe Null, so daß der Verstärkerteil B über R5 extrem niederohmig angesteuert wird. Für die Verstärkungsberechnung gilt dann:

$$V = \frac{R7}{R5} = 100\text{fach} = 40\ \text{dB}.$$

An den Ausgängen Pin 8 und 10 liegen somit zwei gegenphasige Signale annähernd gleicher Amplitude, die sich am Lastwiderstand R_L addieren und gegenüber einer einfachen Stufe nahezu eine Leistungsvervierfachung bewirken.

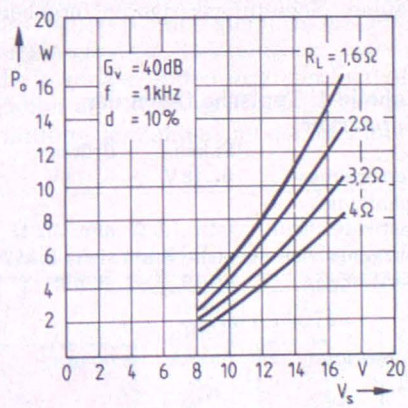


Bild 1. Ausgangsleistung pro Kanal in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

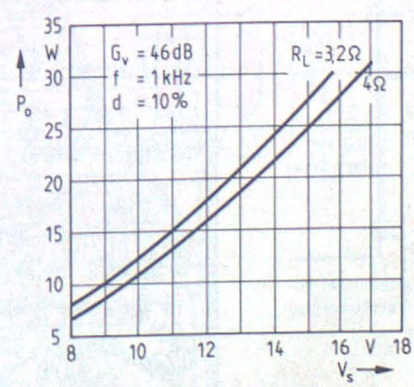


Bild 2. Ausgangsleistung der Brückenschaltung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

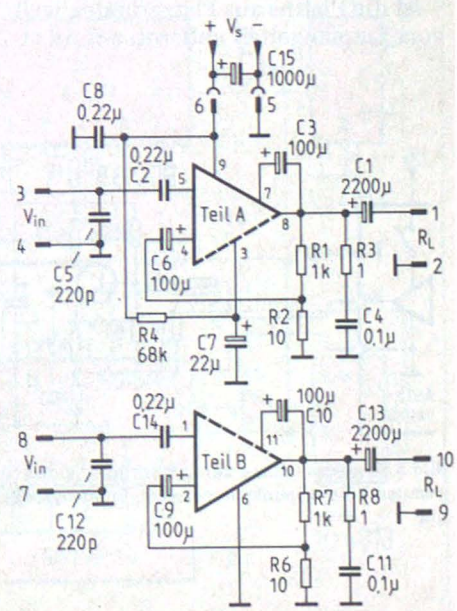
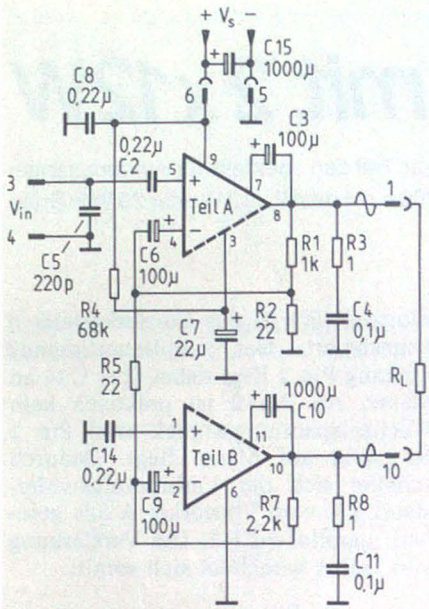


Bild 3. Standardschaltung des Stereoverstärkers



◀ Bild 4. Standardschaltung des Brückenverstärkers

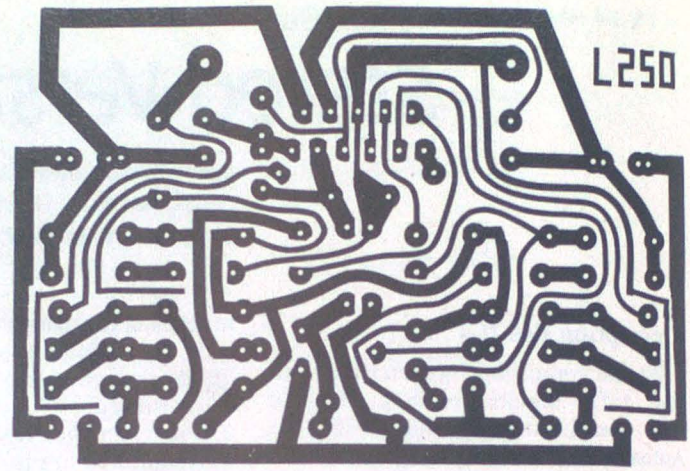


Bild 6. ▶ Layout des Stereo- und Brückenverstärkers

Anwendungsbeispiel

Wer die Brückenschaltung für sein bereits vorhandenes Autoradio als Nachbrenner benutzen möchte, muß das Ausgangssignal des Autoradios ca. 50fach herunterteilen, da die Gesamtverstärkung der Brücke etwa 46 dB beträgt. Bringt man die Platine unmittelbar am Autoradio an und erdet sie direkt am Empfängerchassis, sind außer dem Spannungsteiler für die Nf (470 Ω/10 Ω) keine weiteren Maßnahmen erforderlich. Die Versorgungsspannung kann dann mit einer möglichst kurzen und dicken Leitung direkt dem Autoradio nach dem Einschalter oder am Motorantennenkontakt entnommen werden, gegebenenfalls muß die Sicherung verstärkt werden.

Ist die Platine aus Platzgründen weit vom Empfängerteil entfernt, z. B. in einer Box auf der hinteren Ablage, sind noch zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen nach *Bild 5* erforderlich, um überlagerte Störsignale zwischen unterschiedlichen Karosserieteilen zu unterdrücken.

Hinweise zum Aufbau

Bild 6 zeigt das Platinen-Layout, das sowohl für die Zweikanal-Version als auch für die Brückenschaltung gilt. Die beiden Schaltungsvarianten ergeben sich durch unterschiedliche Bestückung der Platinen. Zum Stereoverstärker gehört der Bestückungsplan nach *Bild 7*, zur Brückenschaltung der nach

Tabelle 1: Typische Daten der Verstärker

	Stereo	*Brücke*
Versorgungsspannung:	6...18 V	6...18 V
Lastwiderstand:	min. 1,6 Ω	min. 3,2 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1	siehe Bild 2
Verstärkung:	40 dB, Änd. 46 dB durch R2/R6	
Ruhestrom:	65 mA	60 mA

Tabelle 2: Stückliste

	Stereo		Brücke
IC	*TDA 2004*		*TDA 2004*
R1/7	1 kΩ	R1	1 kΩ
R2/6	10 Ω	R2/5	22 Ω
R3/8	1 Ω	R3/8	1 Ω
R4	68 kΩ	R4	68 kΩ
		R7	2,2 kΩ
C1/13	2200 µF 16 V Elko	C2/14	0,22 µF
C2/14	0,22 µF	C3/10	100 µF 16 V Elko
C3/10	100 µF 16 V Elko	C4/11	0,1 µF
C4/11	0,1 µF	C5	220 pF
C5/12	220 pF	C6/9	100 µF 6 V Elko
C6/9	100 µF 6 V Elko	C7	22 µF 16 V Elko
C7	22 µF 16 V Elko	C8	0,22 µF
C8	0,22 µF	C15	1000 µF 16 V Elko
C15	1000 µF 16 V Elko		

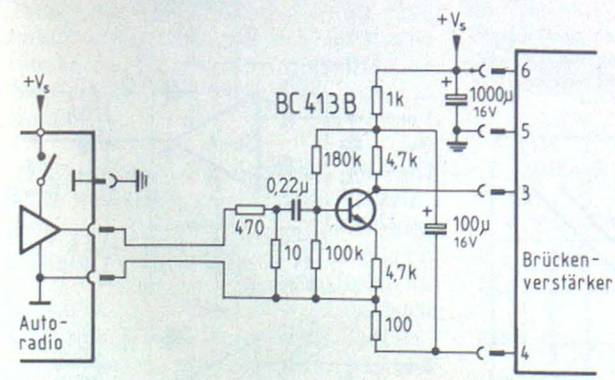


Bild 5. Zusatzschaltung zur Unterdrückung von Störsignalen bei getrennten Erdungspunkten zwischen Empfangsteil und Verstärkerplatine

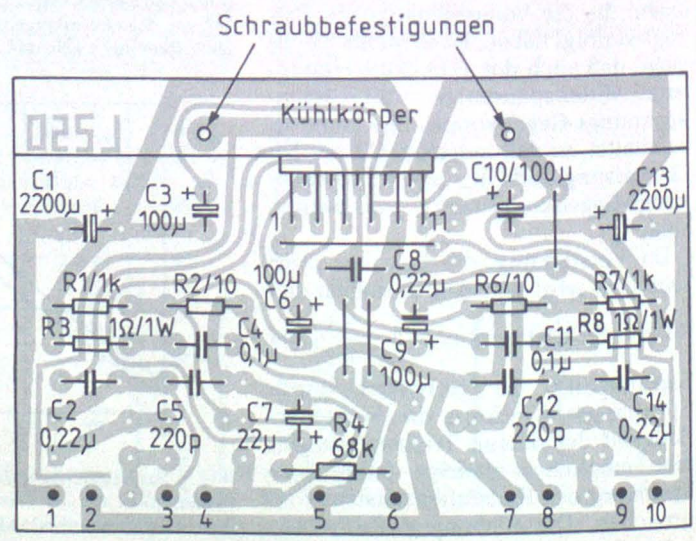


Bild 7. ▶ Bestückungsplan des Stereoverstärkers

Bild 8. Um eine überhöhte Temperatur zu vermeiden, sollte der Wärmewiderstand des Kühlkörpers nicht mehr als 4 °K/W betragen. Die beiden Schraubbefestigungen Bild 7/8 müssen, wenn sie nicht bereits miteinander über den Kühlkörper kontaktiert sind, auf der Platinen-Leiterseite verbunden werden. Der Siebelko C15, der sich außerhalb der Platine befindet, sollte möglichst nahe am Versorgungsspannungsanschluß plaziert werden. In der *Tabelle 1* sind die wichtigsten technischen Daten aufgeführt, *Tabelle 2* beinhaltet die Stückliste.

Im nächsten Beitrag wird der 20-W-Hi-Fi-Leistungsverstärker TDA 2030 beschrieben.

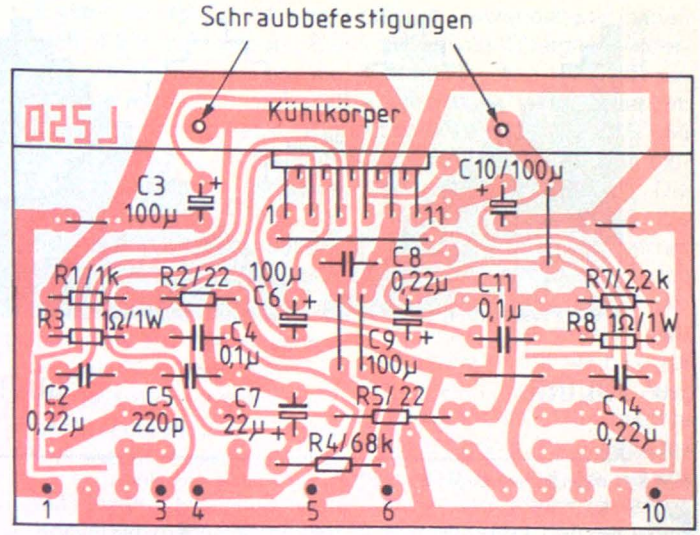


Bild 8. Bestückungsplan des Brückenverstärkers

Digitaler Mehrphasengenerator

Die beschriebene Schaltung erzeugt bezogen auf eine Phase Φ_1 im Raster von 12° wählbare phasenverschobene Spannungen.

Die Spannungserzeugung erfolgt durch einen 4-bit-Vor-Rückwärts-Zähler (IC1), der durch ein FF (IC2) in der Zählrichtung bei Erreichen seiner Extremwerte LLLL und HHHH umgeschaltet wird. Nach der D/A-Wandlung durch ein R-2R-Netzwerk steht am Ausgang ein symmetrisches Dreiecksignal zur Verfügung. Bei Bedarf kann hier ein geeigneter Wandler (Diodenwandler) angeschlossen werden.

Die Synchronisierung der einzelnen Phasen erfolgt durch die Bezugsphase Φ_1 (*Bild 1*). Gatter N 7 detektiert jeweils den Maximaldurchgang (15 ≙ HHHH) des Zählers IC1 und gibt über das Differenzierglied C2, R2 ein Presetsignal für die folgenden Stufen ab; dieses setzt die Zähler und Richtungsflipflops. Zur Ermittlung der Zahlen, mit der die Zähler programmiert werden, wird ein Diagramm mit den gewünschten Phasenverläufen gezeichnet. *Bild 2* zeigt ein Beispiel für einen Phasenwinkel von 120°. Am oberen Scheitelpunkt von Φ_1 (also bei $\varphi = 0$) können an der U_A-Achse die Zahlen für die Programmierung der Zähler abgelesen werden, in unserem Beispiel die Zahl 5. Diese Zahl wird durch das Presetsignal in den Zähler übernommen. Gleichzeitig werden die Richtungsflipflops gesetzt, die festlegen, ob mit dem nächsten Clockimpuls die Amplitude steigt oder fällt. Für ein Ansteigen der Amplitude muß das ent-

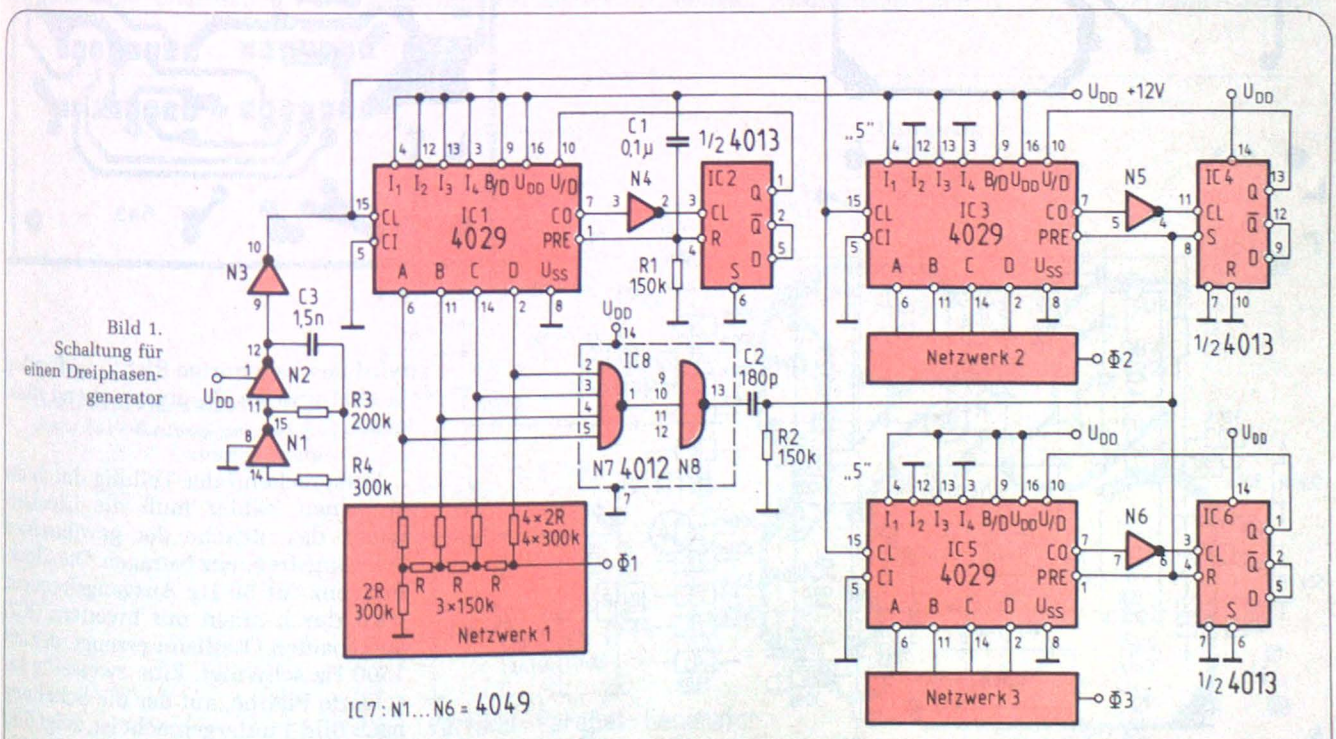


Bild 1. Schaltung für einen Dreiphasengenerator

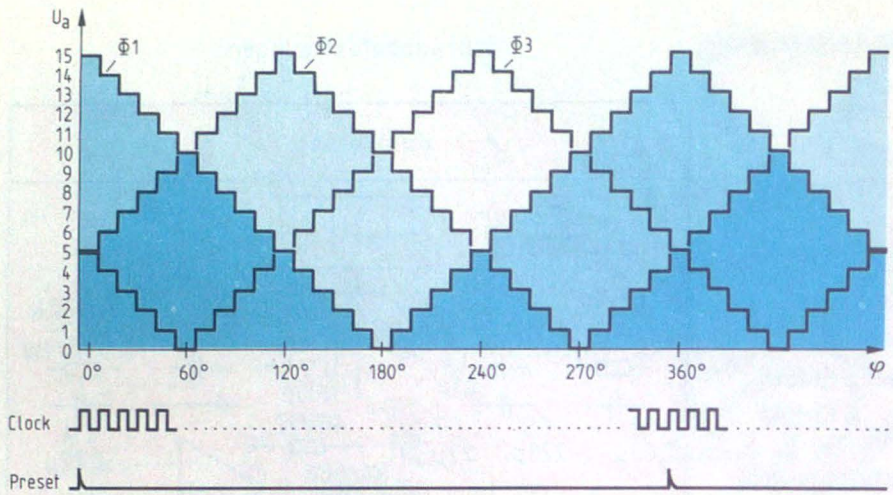


Bild 2. Ausgangsspannungen des Drehstromgenerators nach Bild 1

sprechende FF gesetzt und für ein Abfallen der Amplitude rückgesetzt werden. Für definierte Anfangsbedingungen beim Einschalten sorgt das RC-Glied R1, C1.

Drehstromgenerator

Bild 1 zeigt einen nach dem beschriebenen Prinzip aufgebauten Drehstromgenerator mit den in Bild 2 dargestellten Ausgangsspannungen. Bei der hier gewünschten Phasenverschiebung von jeweils 120° muß die Vorsetzzahl für Φ_2 und Φ_3 jeweils „5" betragen, wenn Φ_1 ihr Maximum erreicht. Die Amplitude von Φ_2 muß danach ansteigen, somit

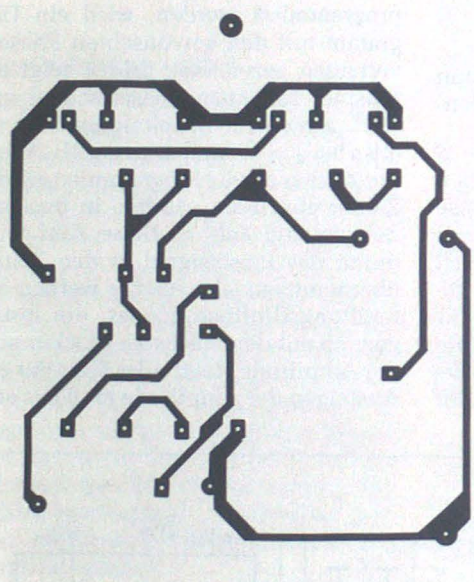
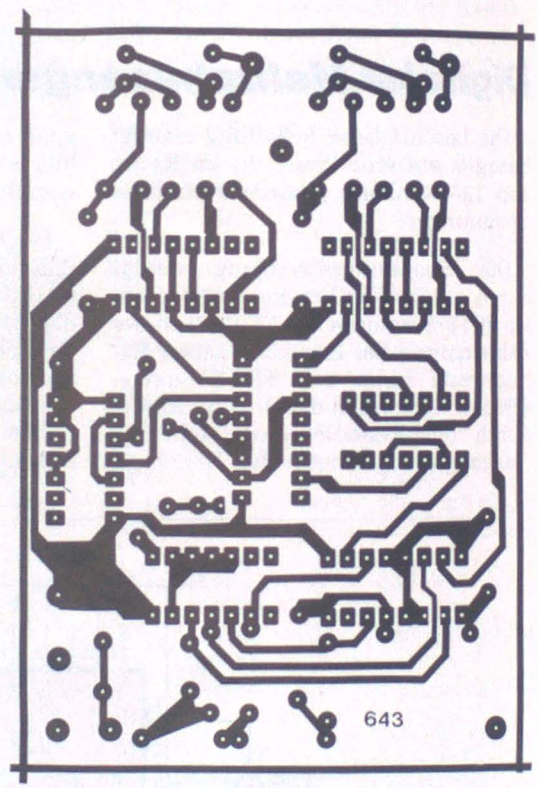


Bild 3. Platine für die Schaltung nach Bild 1



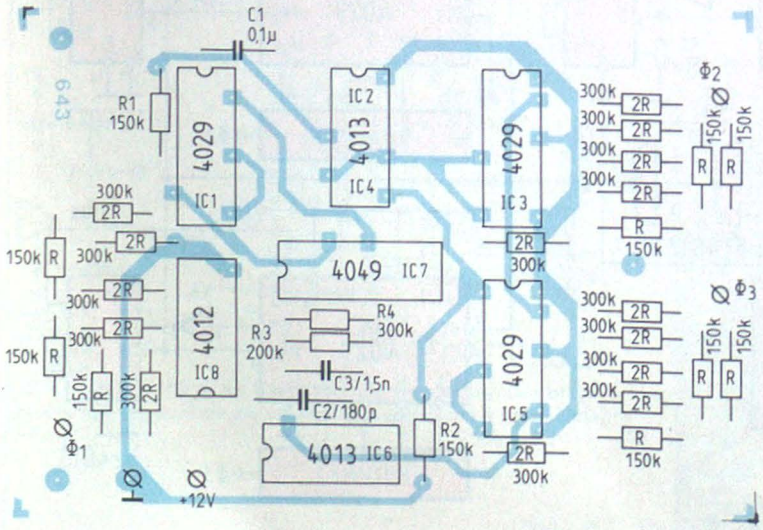


Bild 4. Bestückungsplan für die zweiseitig kaschierte Platine

wird das zugehörige Richtungsflipflop gesetzt und für Φ_3 entsprechend rückgesetzt.

Entsprechend der Teilung durch die einzelnen Zähler muß die Clockfrequenz das 30fache der gewünschten Ausgangsfrequenz betragen. Die Clockfrequenz für 50 Hz Ausgangsfrequenz wird durch einen mit Invertern (IC7) aufgebauten Oszillator erzeugt, der mit 1500 Hz schwingt. Eine zweiseitig kaschierte Platine, auf der die Schaltung nach Bild 1 untergebracht ist, zeigt *Bild 3*; *Bild 4* ist der zugehörige Bestükkungsplan. *Hans-Jürgen Probst*

Eugen Haag

Funkuhr mit Mitternachtsdetektor

1. Teil

Das Gerät übernimmt in Verbindung mit einer digitalen Uhr selbsttätig das Nachstellen der richtigen Zeit. Die Korrektur erfolgt im 24-Stunden-Rhythmus um Mitternacht. Das dazu erforderliche „Mitternachtssignal MNS" wird aus der Codierung des Normalzeitsenders DCF 77 abgeleitet.

Die Funktionsweise

Sekundengenaue Zeit können auch Quarzuhren nur vorübergehend anzeigen. Der unvermeidliche Gangfehler ergibt u. U. schon nach wenigen Tagen sichtbare Abweichungen. Funkuhren dagegen, die zwar prinzipiell keinen Gangfehler aufweisen und auch nicht auf die richtige Zeit gestellt werden müssen, sind ständig von einem ungestörten Empfang abhängig. Die Kombination von Quarz- und Funkuhr vereinigt die Vorteile beider Arten.

Die beschriebene Schaltung geht davon aus, daß der Gangfehler einer Quarzuhr innerhalb von 24 Stunden vernachlässigbar klein ist. Es genügt dann, das Stellen mit einem Funksignal nicht jede Minute – wie durch die senderseitige Codierung möglich – sondern lediglich alle 24 Stunden durchzuführen.

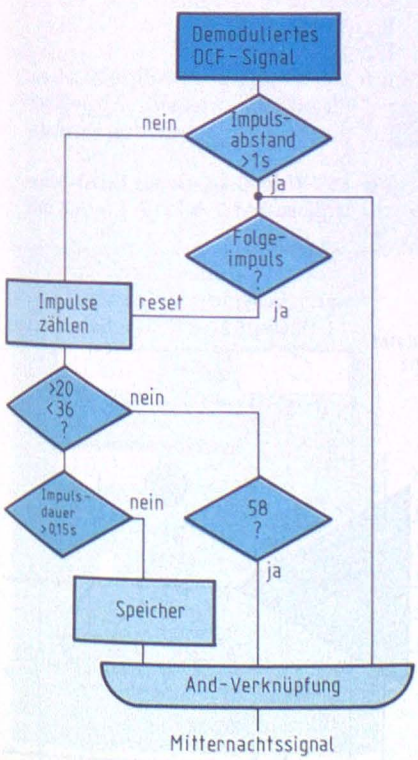


Bild 1. Funktionsablauf des Mitternachtsdetektors MND

Diese Arbeitsweise ermöglicht mit einer verhältnismäßig einfachen Logikschaltung das Ausnützen aller in der Codierung vorgesehenen Maßnahmen zur Datensicherung. Im Gegensatz zu Funkuhren mit direkter Anzeige des empfangenen Signals treten hier selbst bei Empfangsstörungen keine Unterbrechungen oder Fehler bei der Zeitanzeige auf. Hinzu kommt, daß um Mitternacht meist eher ein störungsfreier Empfang möglich ist als am Tage, da die als häufigste Störquelle auftretenden elektrischen Verbraucher üblicherweise abgeschaltet sind.

Die Codierung des Normalzeitsenders DCF 77 wurde in der FUNKSCHAU bereits mehrfach beschrieben. Der Signalzustand während der letzten Minute vor Mitternacht hat von Sekunde 21 bis 36 für jeden Sekundenimpuls den logischen Zustand L. In allen anderen Minuten entsprechen während der Sekunden 21...36 mindestens zwei Sekundenimpulse dem logischen Zustand H.

Es gilt also, zunächst den Beginn der Minute zu erkennen, die Sekundenimpulse zu zählen und sie auf den logischen Zustand zu untersuchen. Ferner ist festzustellen, ob während der Sekunden 21 bis 36 ein H-Signal auftritt. Dieses Ergebnis ist bis zum Ende der laufenden Minute zu speichern. Hat der Sekundenzähler den Stand 58 erreicht, und bleibt der 59. Sekundenimpuls aus, dann ist mit dem nächsten Sekundenimpuls die Zeit 00.00.00, wenn im Zustandsspeicher kein H-Signal registriert ist.

Der beschriebene Funktionsablauf ist in *Bild 1* dargestellt. Das Signal am Ausgang des Nand-Gatters wird benutzt, um den Reset-Eingang einer Digitaluhr anzusteuern. Eine so aufgebaute Schaltung kann ein gesichertes Mitternachtssignal abgeben, wenn folgende Kriterien erfüllt sind:

1. Bei den Sekundenimpulsen müssen zwei Impulslücken im Abstand von 60 s auftreten.

Stückliste für den Geradeaus-Empfänger (Bild 2):

IC µA 741
T 1 BF 245
T 2 BCY 58
D 1, D 2 AA 119
C 1 30...60 pF, Trimmer
C 2 330 pF, Styroflex
C 4 2,7 nF, Styroflex
C 3 47 µF, Elko
C 5, C 6 1 µF, Tantal
R 1 27 Ω
R 3, R 5, R 6 1 Ω
R 2 2,7 kΩ
R 4 18 kΩ
L 1 200 Wdg. 0,2 CuL auf Ferritstab, 200 mm lang
L 2 70 Wdg. 0,2 CuL mit Mittenanzapfung auf Ferrit-Schalenkern RM 5 A_L 315, L = 1,55 mH

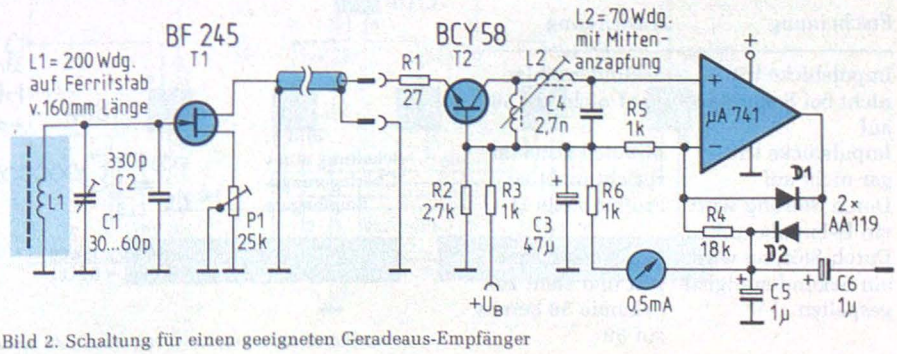


Bild 2. Schaltung für einen geeigneten Geradeaus-Empfänger

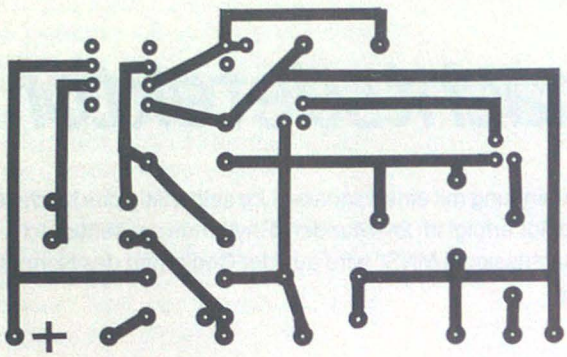


Bild 3. Print-Layout für den Empfänger nach Bild 2

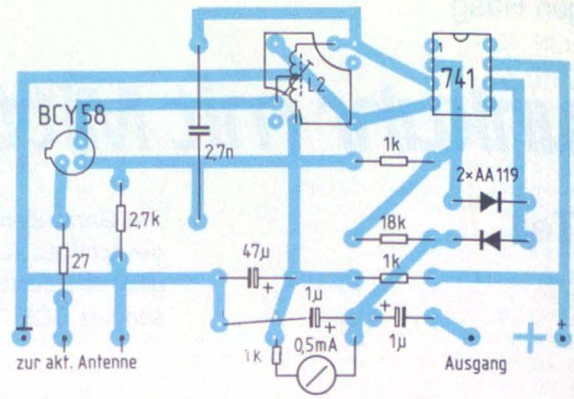


Bild 4. Bestückungsplan zum Geradeaus-Empfänger

2. Bei Auftreten der zweiten Impulslücke muß der Zählerstand des Sekundenzählers 58 aufweisen.
3. Während des Zählerstandes 21 bis 36 dürfen keine ‚H'-Signale auftreten.

Ein durch äußere Störungen verursachtes gleichzeitiges Auftreten der drei Kriterien zu einem falschen Zeitpunkt ist praktisch ausgeschlossen.

In der *Tabelle* ist das Verhalten bei typischen Störungen aufgezeigt. In keinem dieser Fälle tritt ein falsches Mitternachtssignal MNS auf.

Es ist dagegen durchaus denkbar, daß in der letzten Minute vor Mitternacht auftretende Störungen die Bildung des Mitternachtssignals verhindern. In einem solchen Falle bleibt lediglich der in der Quarzuhr seit der letzten Korrektur aufgelaufene Fehler bestehen.

Empfangsschaltungen

Einen mit einer Ferrit-Stab-Antenne ausgestatteten erprobten Geradeausempfänger zeigt *Bild 2*. Der Antennenkreis ist an eine Cascode-Schaltung, bestehend aus dem Feldeffekttransistor T 1 und dem npn-Transistor T 2, angekoppelt. Diese Verstärkerschaltung ermöglicht sowohl eine rückwirkungsfreie Verstärkung, als auch eine beliebige Entfernung zwischen Antenne und Empfänger. Die Verbindung zur Antenne und dem Feldeffekttransistor geschieht über ein abgeschirmtes Kabel. Der Wellenwiderstand des Kabels ist dabei ohne Bedeutung, da bei der niedrigen Frequenz des DCF 77 keine störenden Reflektionen auftreten. Die Stromversorgung des Feldeffekttransistors erfolgt ebenfalls über das abgeschirmte Kabel.

Im Kollektorkreis des Transistors T 2 liegt ein auf 77,5 kHz abgestimmter Schwingkreis L 2, C 4. An ihn angekoppelt ist der Operationsverstärker 741. Dieser wird als aktiver Gleichrichter betrieben. Diese Schaltung bietet neben der Verstärkung der Empfangsfrequenz den Vorteil, daß die Signalgleichrichter-Diode auch bei kleinsten Signalen immer mit der Durchlaßspannung der Diode beaufschlagt wird. Auf diese Weise wird ein erheblicher Gewinn an Empfindlichkeit erreicht. Eine Anpassung der Verstärkung an die Empfangsfeldstärke wird durch das Potentiometer P 1 bewirkt.

Das demodulierte Empfangssignal steht am Kondensator C 5. Es ist möglich von dort zu Punkt R 3/R 5 ein Drehspulinstrument (500 µA, 1 kΩ) zur

Tabelle: Verhalten bei Störungen

Erscheinung	*Auswirkung*
Impulslücke tritt nicht bei Sekunde 59 auf	Sekundenzähler steht nicht auf 58
Impulslücke tritt gar nicht auf	Minuten-Detektor spricht nicht an
Durch Störung wird ein H-Impuls zu L	Prüfbit bleibt H
Durch Störung wird ein Sekunden-Signal gespalten	Zähler zählt doppelt und steht zur Sekunde 58 bereits auf 59

Stückliste für Überlagerungsempfänger (Bild 5):

IC TCA 440
D 1 AA 118
C 1 430 pF, Styroflex
C 3, C 4, C 5 33 nF, Keramik
C 6, C 9 10 nF, Styroflex
C 7 0,33 µF, Kunststoff
C 10 0,68 µF/6 V, Tantal
C 8 10...47 µF/16 V, Tantal
C 11 47 µF/6 V, Tantal
R 1 33 kΩ
R 2 120 kΩ
L 1 200 Wdg., L 2 16 Wdg. 0,2 CuL auf Plastikrohr wickeln; Abgleichen durch Verschieben des Ferritstabes
L 3 110 Wdg. 0,2 CuL auf Ferrit-Schalenkern RM 5 A_L 315, L = 3,8 mH

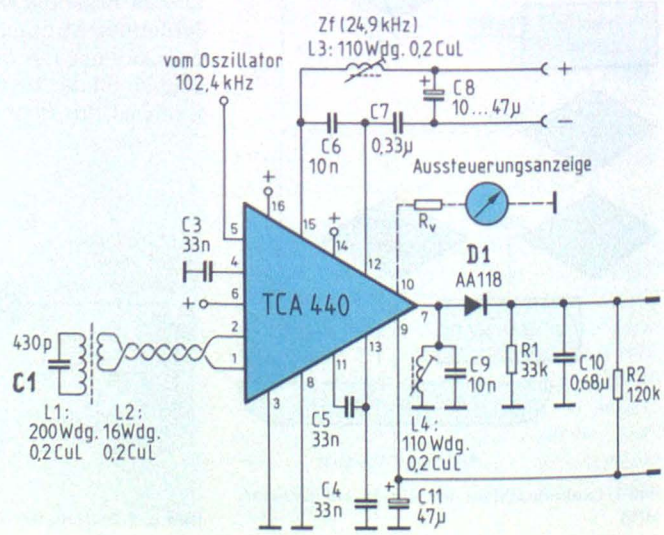


Bild 5. Schaltung eines Überlagerungs-Empfängers

Stückliste für Signalformung und Logikteil (Bild 8):

1 4011
1 4013
2 4017
2 4081
1 LM 339
C 2, C 3, C 6, C 11 33 nF, Keramik
C 4 0,33 µF, Kunststoff
C 1 47 µF/6 V, Tantal
C 5 2,2 µF/6 V, Tantal
C 7 10 µF/10 V, Tantal
5 33 kΩ
1 100 kΩ
1 120 kΩ
1 680 kΩ
1 1 MΩ
1 10 MΩ

Oszillator (nur bei Überlagerungs-Empfänger bestücken):

1 4011
2 4040
C 8 470 pF, Keramik
C 9 15 pF, Keramik
C 10 4...20 pF, Keramiktrimmer
1 15 kΩ
1 33 kΩ
1 10 MΩ
1 Quarz 3,2768 MHz

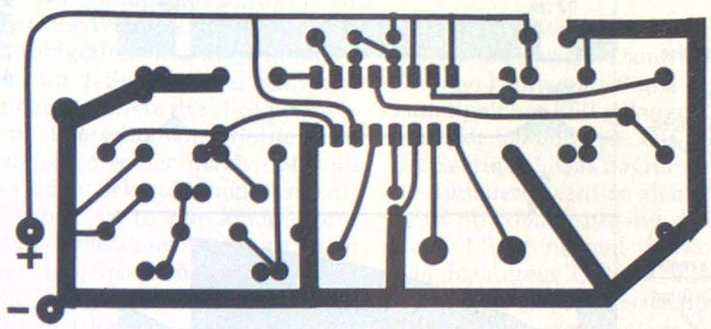


Bild 6. Print-Layout für den Überlagerungs-Empfänger

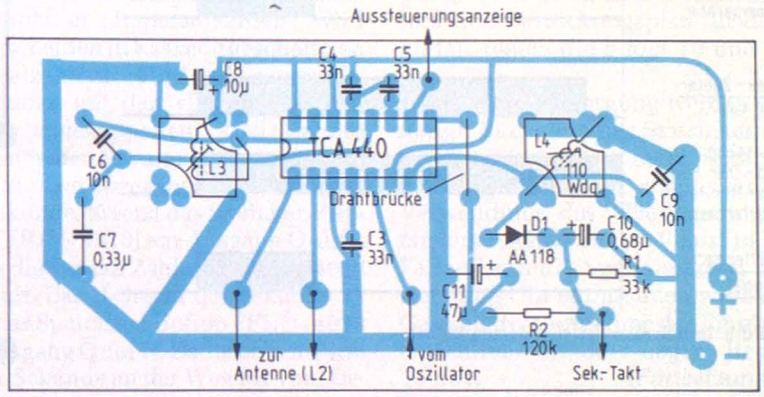


Bild 7. Bestückungsplan für den Überlagerungs-Empfänger

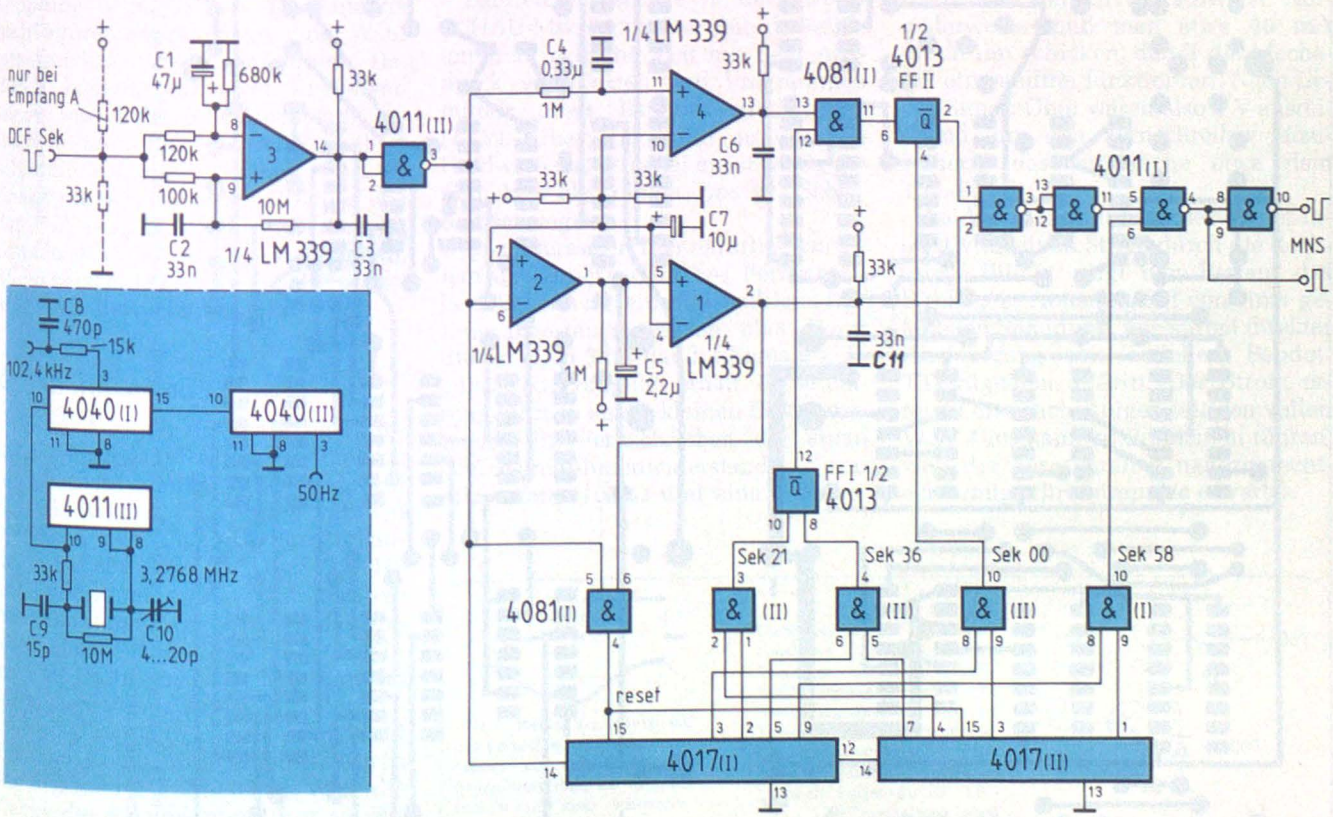


Bild 8. Schaltung für die Signalformung und Logik sowie Oszillator des Überlagerungs-Empfängers

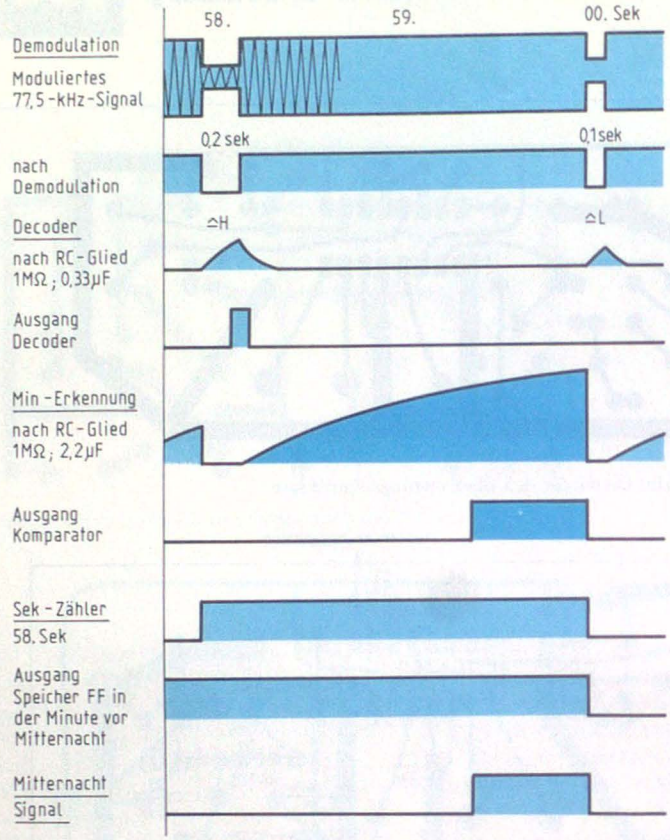
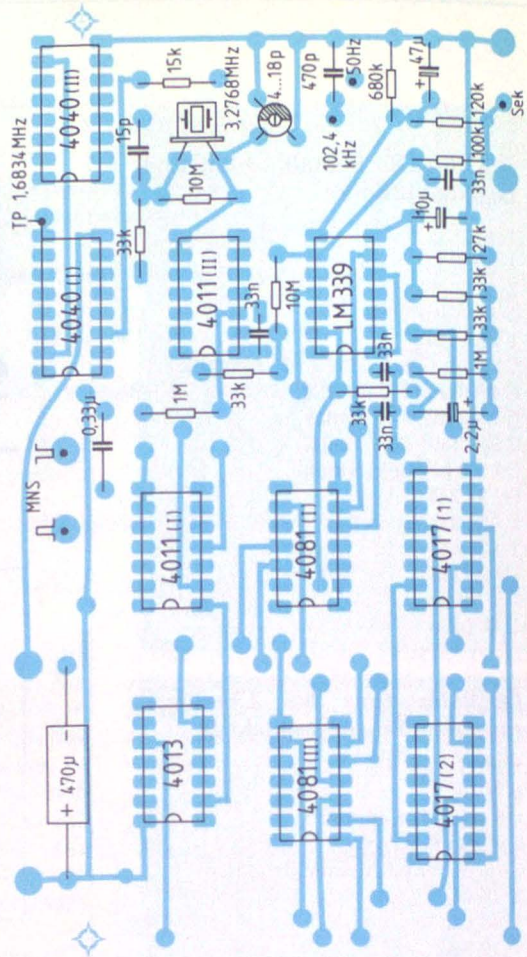


Bild 9. Impulsplan der wichtigsten Signale



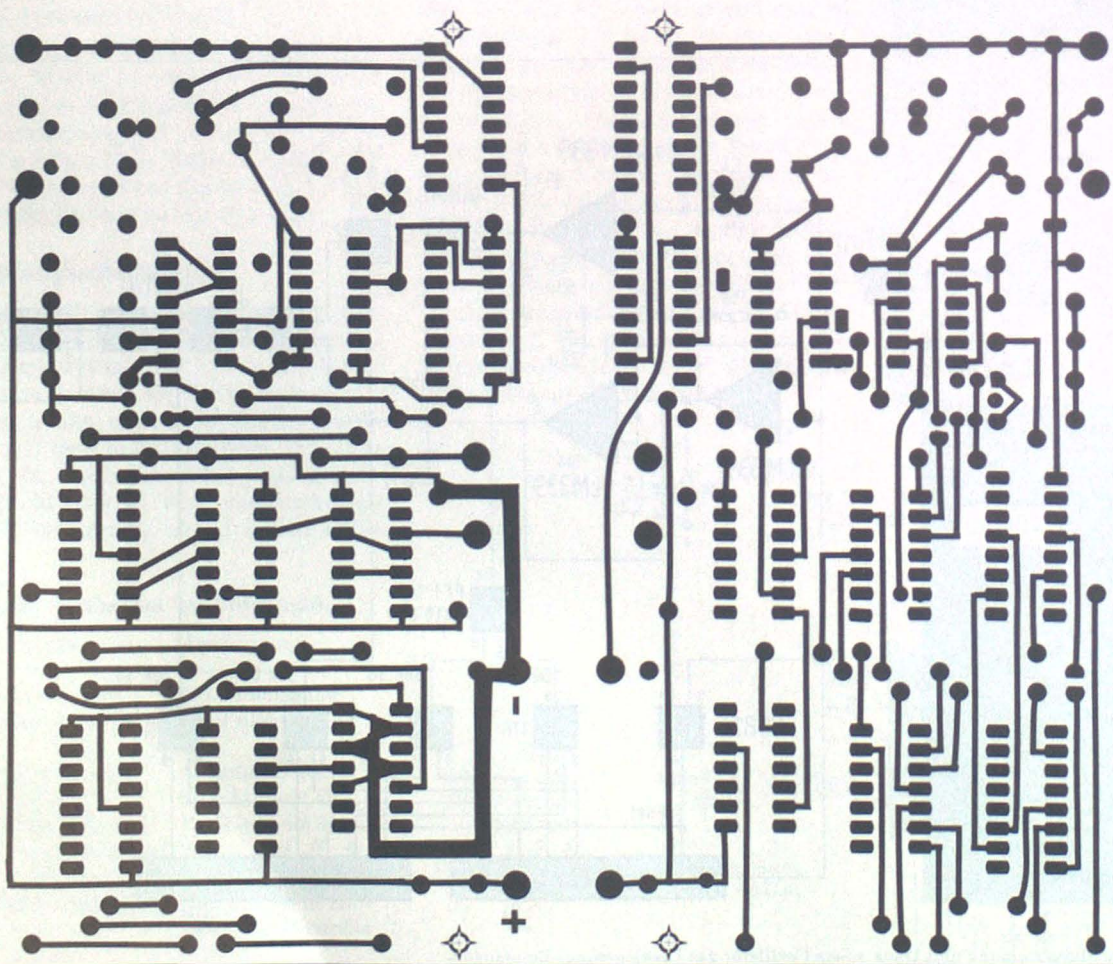


Bild 10. Printvorschlag (zweiseitig kaschiert) für Signalformung, Logik und Oszillator; oben: Lötseite, unten: Bestückungsseite

Bild 11. ▲ Bestückungsplan für Platine in Bild 10

Feldstärkeanzeige anzuschließen. *Bild 3* zeigt die Leiterplatte und *Bild 4* den Bestückungsplan.

Ein Überlagerungsempfänger, dessen Schaltung in *Bild 5* gezeigt ist, bietet eine Reihe von Vorteilen. Er ist vor allem dort zu empfehlen, wo eine eigene Zeitbasis für die Quarzuhr vorgesehen ist. In diesem Fall kann über eine Teilerschaltung eine als Oszillator geeignete Frequenz ausgekoppelt werden. Es ist nicht empfehlenswert, einen LC-Oszillator einzusetzen, da dessen Frequenzkonstanz den Anforderungen nicht genügt. Bei Verwendung eines Uhrenquarzes von 3,2768 MHz läßt sich mit zwei CMOS-Frequenzteilern 4040 eine Oszillatorfrequenz von 102,4 kHz und eine Taktfrequenz von 50 Hz erzeugen, wie sie von vielen Uhrenschaltungen verwendet wird. Wird dagegen eine Taktfrequenz von 1 Hz benötigt, geht man besser von einer Quarzfrequenz von 4,194 MHz aus:

Quarzfrequenz/[MHz]	4,194304	3,2768
Oszillator-frequenz/kHz	65,536	102,4
Zwischen-frequenz/kHz	11,96	24,9
Taktfrequenz/Hz	1,0	50,0

Die Vorteile des Überlagerungsempfängers liegen einmal in der vollständigen Entkopplung der Antenne von der Empfängerschaltung, so daß die bei Geradeausempfängern auftretende Rückkopplung beim Nähern der Antenne nicht auftreten kann sowie in der Wahl einer niedrigen Zwischenfrequenz. Dadurch können mit zwei Zf-Kreisen schon sehr hohe Selektionswerte erreicht werden. Ein weiterer Vorteil ist schließlich darin zu sehen, daß es preiswerte integrierte Schaltkreise wie den TCA 440 gibt, die die Probleme des Empfängerbaus sehr vereinfachen. *Bild 6* zeigt eine geeignete Leiterplatte, *Bild 7* die Bestückungsseite.

Signalformer und Logik

Die am Ausgang des Empfängers anstehenden Sekundenimpulse müssen zunächst auf den Logik-Signalpegel verstärkt werden. Dies erfolgt mit dem System 3 des 4fach-Komparatorbausteins LM 339 (*Bild 8*). Über den 10-MΩ-Widerstand erfolgt eine positive Rückkopplung; sie bewirkt ein Hystereseverhalten. Damit wird bei verrauschten und leicht gestörten Signalen die Störsicherheit verbessert.

Die Decodierung des Signals geschieht mit dem Komparatorsystem 4. Durch das RC-Glied 1 MΩ/0,33 µF wird die Flanke des Sekundenimpulses so verschliffen, daß ein Dreiecksignal entsteht, dessen Amplitude von der Impulsdauer abhängt (siehe Diagramm in *Bild 9*). Die Komparatorschwelle ist nun über die Widerstände 33 kΩ und 27 kΩ so eingestellt, daß die Sekundenimpulse mit L-Signal diese Schwelle noch nicht erreichen, die H-Signale sie dagegen überschreiten. Sollte der Komparator entweder überhaupt kein oder bei jedem Sekundenimpuls ein Signal abgeben, ist es zweckmäßig, nur den 1-MΩ-Widerstand zu ändern, nicht dagegen den Spannungsteiler, der ja auch die Vorspannung für das Komparatorsystem 1 liefert.

Die Funktion der Minutenerkennung übernehmen die Komparatoren 1 und 2. Die Funktion „Impulse zählen" wird von den beiden in Kaskade geschalteten Dezimalzählern 4017 übernommen. Zusammen mit den vier an die Ausgänge angekoppelten UND-Gattern werden in den Sekunden 00, 21, 36 und 58 H-Signale abgegeben. Das H-Signal der Sekunde 00 setzt das Speicher-Flipflop FFII ($^1/_2$ 4013) am Ausgang $\overline{Q}$ auf L sowie die beiden Zählerbausteine 4017 auf Null. Das H-Signal der Sekunde 21 setzt das Speicher-Flipflop FFI ($^1/_2$ 4013 am Ausgang $\overline{Q}$ auf H. Dadurch wird von dieser Sekunde an der Weg für vom Decoder eintreffende H-Sekundensignale zum FFII freigegeben.

Das H-Signal der Sekunde 36 setzt FFI wieder zurück. Damit können vom Decoder kommende Signale nicht mehr zum Speicher FFII gelangen. Das H-Signal der Sekunde 58, das vom Beginn der Sekunde 58 bis Beginn der Sekunde 00 andauert, wird in dem Nand-Baustein mit dem Ausgang des FFII und dem Minutensignal verknüpft. Bei gleichzeitigem H-Pegel aller drei Signale wird das Mitternachtssignal gebildet. Es steht sowohl als positives als auch als negatives Signal zur Verfügung. Ein geeignetes Platinenlayout und den Bestückungsplan für den Logikteil zeigen die *Bilder 10* und *11*.

Als Stromversorgung werden 9 V benötigt. Bezüglich der Störsicherheit ist es vorteilhaft, aber nicht Bedingung, diese Spannung zu stabilisieren. Bei Verwendung des Überlagerungsempfängers reichen auch 5 V aus. In vielen Fällen kann die Spannung von der gesteuerten Uhr entnommen werden. Die Gesamtstromaufnahme des Empfängers einschließlich der Logik liegt bei 15 mA. (*Fortsetzung folgt*)

Fernschreiber-Ansteuerung

Zahlreiche Beiträge in der FUNKSCHAU-Mikrocomputer-Rubrik befaßten sich in letzter Zeit mit dem Ausdruck von Texten und Programmen mittels eines Baudot-Fernschreibers (TTY). Über die dafür notwendige Hardware wurde dabei meist wenig gesagt. Hier also einige Tips zur Schaltungsauslegung.

Uns interessiert hier natürlich vor allem der Drucker-Teil des Fernschreibers. Er kann mit einer zweiadrigen Leitung angesteuert werden, über die er die seriellen 5-bit-Baudot-Signale z. B. vom Mikrocomputer erhält. Diese Leitung führt zu einem kleinen Elektromagneten im Fernschreiber, der einen Gleichstrom-Innenwiderstand von meist unter 100 Ω und eine ganz beträchtliche Induktivität aufweist. Normalerweise muß man etwa 40 mA durch ihn schicken, damit die Mechanik einwandfrei funktioniert. Nach Georg Simon Ohm wären also 4 V ausreichend, um den Fernschreiber anzusteuern; das entspräche etwa dem TTL-Pegel.

Leider macht uns hier die Magnet-Induktivität einen Strich durch die Rechnung. *Bild 1* zeigt den Verlauf des Stromes in Abhängigkeit von einer getakteten Spannung, wie sie bei direkter Ansteuerung mit seriellen Baudot-TTL-Signalen auftritt. Der Strom erreicht erst nach einiger Zeit den vollen Wert. Dies kann zu Problemen führen, weil der Fernschreiber nahezu rechteckförmige Stromimpulse erwartet.

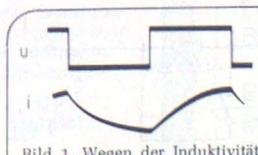
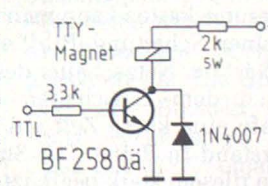


Bild 1. Wegen der Induktivität des Fernschreiber-Empfangsmagneten folgt der Strom dem Spannungsverlauf nur langsam und ist nicht mehr rechteckförmig

Bild 2. ▶ Diese bisher oft verwendete Schaltung erfordert einen Transistor mit hoher Durchbruchspannung und eine hohe Versorgungsspannung. Am Vorwiderstand tritt eine erhebliche Verlustleistung auf, und ein defekter Transistor kann katastrophale Folgen für die TTL-Treiberschaltung haben



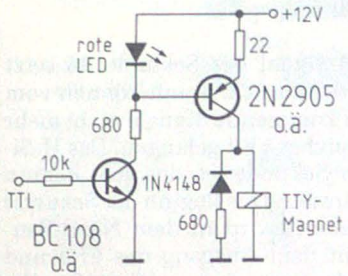


Bild 3. Mit nur noch 12 V Versorgungsspannung ermöglicht diese Schaltung einen ausreichend steilen Stromverlauf am Empfangsmagneten des Fernschreibers

Eine Abhilfemöglichkeit zeigt *Bild 2*. Ein entsprechend belastbarer Vorwiderstand sorgt zusammen mit einer hohen Leerlaufspannung des Netzteils dafür, daß dem Empfangsmagneten sozusagen mit Gewalt ein nahezu konstanter Strom von rund 40 mA aufgeprägt wird, wenn der Transistor durchschaltet. Die Diode dient dazu, den negativen Rückschlagimpuls beim Ausschaltvorgang zu vermindern und damit den Transistor zu schützen. Statt des Transistors ist übrigens auch ein Optokoppler entsprechender Belastbarkeit verwendbar, um eine gleichstrommäßige Trennung vom steuernden Gerät zu erreichen; wie die Erfahrung zeigt, ist diese Vorsichtsmaßnahme nicht erforderlich, wenn man auf einwandfreie Masseverhältnisse achtet.

Natürlich ist es nicht jedermanns Sache, mit derart hohen Spannungen umzugehen und außerdem eine Menge Leistung unnütz in einem Vorwiderstand zu „verbraten". Eine alternative Schaltung zeigt daher *Bild 3*. Die Versorgungsspannung beträgt hier nur noch 12 V, und die Stromeinprägung übernimmt ein als Konstantstromquelle geschalteter Niedervolt-PNP-Transistor, wobei als Referenzspannungsquelle die Durchlaßspannung einer roten (!) LED von ca. 1,7 V verwendet wird. Der sich dabei ergebende Strom- und Spannungsverlauf ist in *Bild 4* dargestellt. Der Strom sieht einem Rechteck schon deutlich ähnlicher als in Bild 1, und ein ausgiebiger Praxistest führte zu keinerlei Fehlschriften des Fernschreibers. Fe.

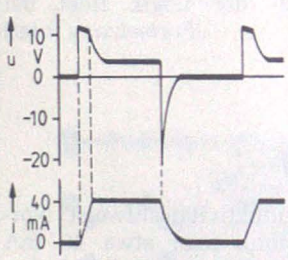
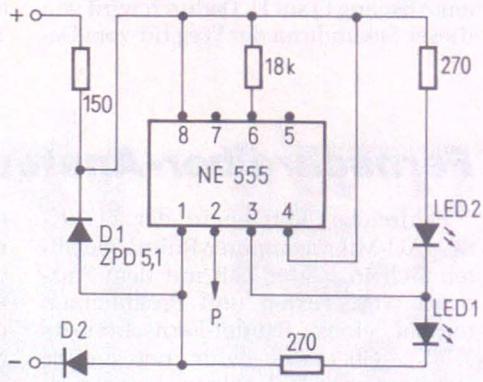


Bild 4. Strom- und Spannungsverlauf der Schaltung in Bild 3 bei Ansteuerung mit einem 50-Bd-Rechtecksignal. Während des Stromanstiegs liefert die Konstantstromquelle nahezu die volle Betriebsspannung

Logiktester mit eindeutiger Anzeige

Der Tester eignet sich für die Potentialanzeige bei TTL- und MOS-Digitalschaltungen sowie für Leitungsprüfungen. Er kann in einen handlichen Prüfstift eingebaut werden.

Das Herz der Schaltung ist das IC NE 555. Der Triggereingang ist so empfindlich, daß eine Umschaltung schon bei Handberührung erfolgt, d. h., der Trigger nimmt praktisch keinen Strom auf. Die zu prüfende Schaltung wird kaum belastet. Ein weiterer Vorteil ist, daß das IC bei 1/3 U_B eindeutig auf L oder H schaltet. Die Anzeige erfolgt mit zwei LEDs von unterschiedlicher Farbe. Der geringe Triggerstrom (0,5 µA) und die einfache Anwendung machen den Tester zu einem nützlichen Prüfgerät.



Logikprüfstift mit LED-Anzeige

Das Gerät wird über zwei Leitungen an die Betriebsspannung angeschlossen. Die Schaltschwelle wird an Pin 6 mit R = 18 KO eingestellt. An Pin 2 wird der Prüfstift P angeschlossen, mit dem der Test duchgeführt wird. Ist der Ausgang (Pin 3) auf L, leuchtet LED 2, LED 1 ist gesperrt; bei Pin 3 auf H leuchtet LED 1, und LED 2 ist gesperrt. Die Zenerdiode mit Vorwiderstand verhindert eine Überlastung der LEDs bis etwa 10 V, D 2 bietet Schutz bei falscher Polung.

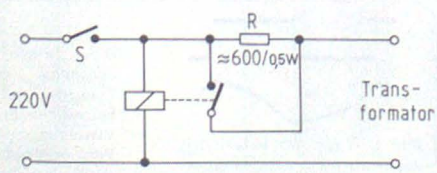
Eduard Osterwick

Schaltungskniff

Einschaltstrombegrenzung bei Regeltransformatoren

Regeltransformatoren ziehen beim Einschalten einen sehr hohen Strom, was häufig dazu führt, daß die Sicherung auslöst. Das dann erforderliche lästige Laufen zum Sicherungskasten kann man mit einer kleinen Schaltung (*Bild*) ersparen.

S ist der Netzschalter des Gerätes. Nach dem Einschalten liegt der Trafo eine kurze Zeit mit dem Widerstand in Reihe. Der Strom wird von diesem stark begrenzt. Schaltet dann das Relais den Widerstand verzögert kurz (die normale Ansprechverzögerung des Relais reicht hierfür aus), so hat sich im Trafo bereits ein Strom eingestellt, der jetzt nur noch auf seinen endgültigen Stand angehoben wird.



Ein Reihenwiderstand verhindert den hohen Einschaltstrom eines Regeltransformators

Ich habe diese Schaltung in meinen Regeltrafo eingebaut und seit dem keine Schwierigkeiten mehr gehabt. Den Widerstand habe ich experimentell ermittelt. Da er nur sehr kurz in Betrieb ist, reicht eine Belastbarkeit von 0,5 W aus. *Wolfgang Uhr*